

BACHELORARBEIT

HOCHSCHULE LUZERN

TECHNIK & ARCHITEKTUR

---

# Integrierte Loop Antenne für ein mobiles Gerät

symmetrische 2.4 GHz Bluetooth Antenne

---

*Autor:*  
Marcel ERISMANN

*Industriepartner:*  
Erich LERCH

*Experte:*  
Hanspeter OPPLIGER

*Betreuer:*  
Marcel JOSS

Horw  
14. Dezember 2015  
zur Einsicht

## Eigenständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig angefertigt und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe. Sämtliche verwendeten Textausschnitte, Zitate oder Inhalte anderer Verfasser wurden ausdrücklich als solche gekennzeichnet.

Ort, Datum:

Unterschrift:

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>5</b>
1.1	Ausgangslage . . . . .	5
1.2	Problematik . . . . .	5
1.3	Fragestellung . . . . .	5
1.4	Ziele der Arbeit . . . . .	6
1.5	Methodik . . . . .	6
1.6	Aufbau der Arbeit . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Theorie</b>	<b>7</b>
2.1	Elementare Strahler . . . . .	7
2.2	Hertzscher Dipol . . . . .	7
2.3	Fitzgeraldscher Dipol . . . . .	9
2.4	Die Dipol Antenne . . . . .	10
2.4.1	Der Halbwellendipol . . . . .	11
2.4.2	Der kurze Dipol . . . . .	13
2.5	Loop Antenne . . . . .	14
2.6	Nah- und Fernfeld . . . . .	16
2.7	Systemansicht . . . . .	17
2.7.1	Linkbudget . . . . .	18
2.8	Quelle . . . . .	20
2.9	Zuleitung . . . . .	21
2.9.1	Leitungsmodell . . . . .	22
2.10	Anpassung und Reflexionen . . . . .	23
2.11	Impedanztransformation einer Leitung . . . . .	28
2.12	Anpassung des „Connect 1“ Antennensystems . . . . .	28
2.13	Speisung . . . . .	29
<b>3</b>	<b>Evaluation einer symmetrischen Antenne</b>	<b>31</b>
3.1	Eigenschaften einer Antenne für den Einsatz in der „Connect 1“ Serie . . . . .	32
3.2	Dipol Antenne . . . . .	33
3.2.1	Verwendung einer Dipolantenne in der „Connect 1“ Serie . . . . .	37
3.2.2	Simulationen eines Halbwellen Dipol . . . . .	39
3.3	Loop Antenne . . . . .	41
3.3.1	Elektromagnetische Wellenabstrahlung von Loop Antennen . . . . .	41
3.3.2	Halbwellen Loop Eigenschaften . . . . .	41
3.3.3	Verwendung einer Loop Antenne in der „Connect 1“ Serie . . . . .	42
3.3.4	Simulationen einer Lambda/2 Loop Antenne . . . . .	43
3.3.5	Simulationen einer Loop Antenne mit mehreren Schleifen . . . . .	44
3.4	Nutzwertanalyse Antennen Eigenschaften . . . . .	45
<b>4</b>	<b>Design</b>	<b>46</b>
4.1	Anforderungen . . . . .	46
4.2	Design mit bekannten Modellen . . . . .	46
4.3	Design Ansatz $\lambda/2$ Dipolantenne . . . . .	48
4.3.1	Simulation einer Dipolantenne . . . . .	48
4.4	Neue Design Ansätze . . . . .	50
<b>5</b>	<b>Implementierung</b>	<b>51</b>

<b>6</b>	<b>Test</b>	<b>51</b>
6.1	Messsystem . . . . .	51
6.1.1	StarLab . . . . .	51
6.1.2	Netzwerkanalysator . . . . .	52
6.2	Test Setup . . . . .	54
6.2.1	Testobjekte . . . . .	54
6.2.2	Erwartung . . . . .	54
6.2.3	Resultate . . . . .	54
6.2.4	Fazit der Messung xx . . . . .	54
<b>7</b>	<b>Diskussion</b>	<b>54</b>
<b>8</b>	<b>Reflexion</b>	<b>54</b>
8.1	Projektbezogene Reflexion . . . . .	54
8.2	Persönliche Reflexion . . . . .	54
<b>9</b>	<b>Projektmanagement</b>	<b>55</b>
9.1	Meilensteine . . . . .	55
9.2	Projektsitzungen und Gesprächsnotizen . . . . .	55
<b>10</b>	<b>Netzwerkanalysator</b>	<b>55</b>
10.1	DUT und Netzwerkanalysator vorbereiten . . . . .	55
<b>11</b>	<b>Starlab</b>	<b>56</b>
11.1	DUT vorbereiten . . . . .	56
11.2	Was wird gemessen . . . . .	56
11.3	Messen StarLab . . . . .	57
11.3.1	SatEnv . . . . .	57
11.3.2	SPM . . . . .	57
11.4	Darstellend der gemessenen Daten . . . . .	57
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>58</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>58</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>60</b>
<b>A</b>	<b>Aufgabenstellung</b>	<b>62</b>

## Abstract

Dasselbe wie in der Zusammenfassung einfach in englischer Sprache.

## Zusammenfassung

Gleitschirmpiloten greifen zur Orientierung in der Luft auf technische Hilfsmittel zurück. Beispielsweise kommen Variometer zur Höhenbestimmung sowie GPS-Geräte zur Positionsbestimmung zum Einsatz. Die Firma Flytec stellt seit über 30 Jahren verschiedene Fluginstrumente für die Tuchfliegerei her. Die Instrumente vernetzen eine Reihe von Sensoren. Um eine vielseitige Datenkommunikation sicher zu stellen, wird ein Bluetooth Netzwerk und ein WiFi Netzwerk zur Verfügung gestellt. Um das Bluetooth Netzwerk in Zukunft mit einem Smartphone zu verbinden, muss das bisherige Antennensystem verbessert werden. Diese Arbeit untersucht ein bestehendes 2.4 GHz „near pilot network“, welches in der „Connect 1“ Gerätefamilie der Firma Flytec AG zur Anwendung kommt. In diesem Gerät kommen drei Antennensysteme zum Einsatz, welche alle in frei zugänglichen ISM Frequenzbereichen arbeiten. Die Systeme beeinflussen sich daher gegenseitig. Die Wahl der Antennen und deren Positionierung beeinflusst das Abstrahlverhalten signifikant und ist für eine einwandfreie Funktion äusserst wichtig. In dieser Arbeit wird ein technisch realisierbares Design für die „Bluetooth Low Energie“ Antenne gesucht. Die dafür notwendige Antennentheorie wird beschrieben. Daher soll ein technisch realisierbares Design für eine „Bluetooth Low Energie“ Antenne entwickelt werden. Die Antenne soll in einem Handgerät zur Anwendung kommen. Nach der Überprüfung von zwei symmetrisch gespeisten Antennenkonzepten in der Entwicklungsphase mit entsprechenden Simulationen im EMPIRE XPU, wird die Dipol Antenne für den Einsatz in der „Connect 1“ Serie am vielversprechendsten. Diese wurde im Antennenentwicklungsprozess genauer untersucht und mögliche Designvarianten für den Einbau in die Flytec „Connect 1“ Geräteserie erarbeitet mit dem Ziel, ein möglichst optimales Abstrahlverhalten zu finden.

übersetzung  
der Zusammenfassung

# 1 Einleitung

Gleitschirmpiloten müssen sich während eines Fluges stets orientieren können, um wieder sicher auf dem Boden zu landen. Da die Orientierung in der Luft ohne fixe Orientierungspunkte sehr anspruchsvoll ist, greifen die meisten Piloten auf technische Hilfsmittel zurück. Beispielsweise kommen Variometer zur Anwendung, welche den Luftdruck messen und somit Höhenunterschiede dokumentieren. Der Pilot kann daraus schliessen, ob er sich im Steig- oder Sinkflug befindet und auf welcher Höhe er sich gerade befindet. Des Weiteren nutzen viele Piloten GPS-Geräte zur Positionsbestimmung. Um den Piloten unabhängig vom Hilfsgerät zu helfen, erfolgt die Informationsvermittlung teilweise akustisch. So wird der Sinkflug zum Beispiel mit einem Piepsignal signalisiert, während beim Steigflug keine akustische Informationsübermittlung erfolgt. Die Firma Flytec stellt seit über 30 Jahren verschiedene Fluginstrumente für die Tuchfliegerei her. Die Instrumente können am Rumpf oder am Oberschenkel getragen und positioniert werden. Die Informationen werden auf einer berührungssensitiven Anzeige dem Piloten zur Verfügung gestellt.

In dieser Arbeit soll für die Fluginstrumentenserie „Connect 1“ eine Kompaktantenne entwickelt werden. Diese wird im Rahmen des „near pilot network“ zur Anwendung kommen, mit dem Ziel, in Zukunft die Geräte der „Connect 1“ Serie über eine Bluetooth-Verbindung mit einem Smartphone zu koppeln. Initial wird die Ausgangslage dokumentiert und das bisherige Antennensystem beschrieben. In einem weiteren Schritt wird die Theorie der Kompaktantennen erarbeitet. Dies hilft, das Abstrahlverhalten besser zu verstehen und die anschliessenden Simulationen sowie die Antennenmessungen zu interpretieren. Aus einem Vorprojekt wird das vielversprechendste Konzept ausgewählt und für den Einsatz in die Geräte Serie „Connect 1“ der Firma Flytec AG optimiert. Die Simulationen wiederum werden mit der Theorie verglichen. Abschliessend soll ein Fazit gezogen und weitere Entwicklungsmöglichkeiten vorgeschlagen werden.

## 1.1 Ausgangslage

Die Firma Flytec vernetzt Sensoren und Fluginstrumente drahtlos mit einem „near pilot network“. Ihre Fluginstrumente sind für die Piloten von Tuchfliegern eine grosse Hilfe. Die Navigation in der Luft stellt selbst für erfahrene Piloten eine grosse Herausforderung dar. Für die Fluginstrumente der „Connect 1“ Serie soll eine integrierte Kompaktantenne für das ISM Band 2.4 GHz entworfen werden.

## 1.2 Problematik

Ein Bestandteil dieser Arbeit ist das Entwickeln einer 2.4 GHz Bluetooth Antenne. Die Antenne soll die Kommunikation mit einem Smartphone sicher stellen. Die bisher verwendete Antenne hat nicht die gewünschte Wirkung gezeigt. Die Antenne wird von dem „Bluetooth Low Energie“ Chip CC2541 der Firma Texas Instruments getrieben. Im Gerät „Connect 1“ befinden sich mehrere Antennen, die im selben Frequenzbereich arbeiten. Die gegenseitige Kopplung der Antennen ist gross und stark von der Wahl der Antennen sowie deren Positionierung abhängig. Es soll ein symmetrisch gespiesenes Antennenkonzept für die Bluetooth Verbindung erarbeitet werden. Auf die bis anhin verwendeten Baluns kann in Zukunft verzichtet werden, da die bisherige Bluetooth Antenne asymmetrisch war.

## 1.3 Fragestellung

Für die Fluginstrumente der „Connect 1“ Serie soll eine integrierte Kompaktantenne für das ISM Band 2.4 - 2.5 GHz entworfen werden mit dem Ziel, zukünftig Daten auf eine Smartphone Applikation zu übertragen. Dadurch werden die Piloten mit den aktuellen Flugdaten über das Smartphone versorgt. Das neu zu designende Bluetooth Antennensystem soll eine isotrope Abstrahlcharakteristik und eine hohe Effizienz aufweisen. Die gegenseitige Kopplung mit den bestestehenden Antennen soll gering sein.

Durch das Einarbeiten in die Eigenschaften elektrisch kleiner Antennen soll das Wissen für ein Design eines Funktionsmusters im 2.4 GHz ISM Band arbeitenden Antennensystems erlangt werden. Das Design wird mit dem EMPIRE XPU Softwaretool simuliert. Iterativ soll eine symmetrisch gespiesene Kompaktantenne gefunden werden. Die Antenne soll an den komplexen Ausgangswiderstand des Bluetooth CC2541 Chip angepasst werden. Das simulierte Antennensystem soll gefertigt und ausgemessen werden. Die vorliegenden Antennenparameter sollen mit den simulierten Werten verglichen und bewertet werden. Ein Fazit über das erarbeitete Funktionsmuster soll den zukünftigen Einsatz in der „Connect 1“ Serie darlegen.

### 1.4 Ziele der Arbeit

Es soll ein Funktionsmuster für eine integrierte, symmetrisch gespiesene Antenne für das ISM 2.4 GHz Band hergestellt werden. Über diese Antenne sollen in Zukunft die Geräte der „Connect 1“ Serie über das Bluetooth-Protokoll mit einem Smartphone kommunizieren.

Auf der Basis der Theorie der elektrisch kleinen Antennen wird ein Entwurf für ein Antennensystem im 2.4 GHz Band designed. Der Entwurf wird simuliert und dokumentiert.

Ein Anpassungsnetzwerk für die komplexe Ausgangsimpedanz ( $70 + j30$  Ohm bei 2.440 GHz) des Transceivers CC2541 von Texas Instruments soll dimensioniert und beschrieben werden. Der simulierte Entwurf des gesamten Antennensystems wird produziert und dient als Funktionsmuster. Das Abstrahlverhalten des Funktionsmusters wird gemessen und dokumentiert. Abweichungen zwischen der Simulation und den Messresultaten sollen dokumentiert und bewertet werden.

### 1.5 Methodik

Diese Arbeit beschreibt den Design Prozess eines 2.4 GHz Kompaktantennensystems. Es beinhaltet die Studien von Kompaktantennen sowie deren Abstrahlverhalten. Daraus ergibt sich ein Vorprojekt, welches zwei mögliche symmetrische Antennenkonzepte prüft. Aus diesem Vorprojekt wird das vielversprechendste Konzept ausgewählt und für den Einsatz in die Geräte Serie „Connect 1“ der Firma Flytec AG optimiert. Dieser Prozess ist von Simulationen, dem Erstellen und Ausmessen der Funktionsmuster begleitet. Die Erkenntnisse aus den Messungen und den Vergleichen aus Theorie und Praxis werden in einem Fazit zusammengefasst. Das weitere Vorgehen für die Firma Flytec soll dokumentiert werden. Für diese Bachelorarbeit stehen 15 Wochen zur Verfügung. Diese Zeit wird in die folgenden drei Phasen eingeteilt:

- Recherche- und Theoriephase
- Design- und Simulationsphase
- Funktionsmuster Erstellung und Verifikation

### 1.6 Aufbau der Arbeit

Da muss noch was rein....

Punktweise welche Kapitel hat das Dokument

Wie ist  
das Do-  
kument  
aufgebaut

## 2 Theorie

### 2.1 Elementare Strahler

Es gibt zwei elementare Strahler. Der eine stellt eine E Feld Antenne dar, der andere eine H Feld Antenne. Die beiden elementaren Strahler lassen sich nicht praktisch fertigen. Sie dienen nur für theoretische Überlegungen.

### 2.2 Hertzscher Dipol

Ein elektrisch kurzer Linearstrahler kann als konzentriertes Element betrachtet werden. Auf seiner gesamten Länge kann ein Strom mit der komplexen Amplitude  $I$  und eine räumlich konstante Stromverteilung, die zeitlich sinusförmig schwingt, angenommen werden. Es stellt sich ein kurzer Stromfaden ein, dessen Stromrichtung von der Polarisierung der Dipole abhängt und somit mit  $\omega$  die Richtung wechselt. Der Hertzsche Dipol bildet den elementaren Elektrischen Dipol. Man kann ihn sich als sehr kurze Stabantenne vorstellen. Der Betrag des Dipolmoments  $p(t)$  eines Hertzschen Dipols ist als  $p=Qdl$  in der Formel 1 beschrieben [13]. Der Scheitelwert  $\hat{i}$  des Stromes oszilliert mit der Kreisfrequenz  $\omega$ .

$$p(t) = p e^{j\omega t} = Qdl e^{j\omega t} = \frac{jdl}{j\omega} e^{j\omega t} \quad (1)$$

Ist ein Hertzscher Dipol unendlich dünn und in einem xyz Koordinatensystem im Ursprung und in die z Richtung ausgerichtet so gilt:

Es bildet sich ein E Feld vom positiven Ladungspunkt zum negativen Ladungspunkt. Die Potentiale der Ladungspunkte oszillieren mit  $\omega$ .

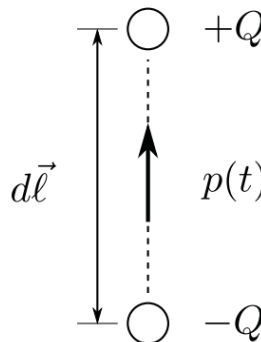


Abbildung 1: Hertzscher Dipol mit dem Dipolmoment  $p(t)$  [13]

Die Ausrichtung der E Feldlinien wechselt bei jeder Schwingung ihre Richtung. Im Nahfeld dominiert das E Feld. Mit wachsendem Abstand sind das E Feld und das H Feld senkrecht aufeinander und in Phase. Dabei können das E und H Feld als ebene Welle betrachtet werden. Die allgemeine Formel für die Feldverteilung im Kugelkoordinaten System lautet [10]:

$$E_r = \frac{Idl}{2\pi} e^{-jkR} \left( \frac{n}{R^2} + \frac{1}{j\omega\epsilon R^3} \right) \cos(\theta) \quad (2)$$

$$E_\theta = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{j\omega\mu}{R} + \frac{n}{R^2} + \frac{1}{j\omega\epsilon R^3} \right) \sin(\theta) \quad (3)$$

$$H_\varphi = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{jk}{R} + \frac{n}{R^2} \right) \sin(\theta) \quad (4)$$

ev Dipol  
neu Zei-  
chen



Mit wachsendem Abstand können einige Terme vernachlässigt werden. Alle Terme, in denen der Abstand  $R$  in höherer Potenz vorkommt, werden vereinfacht zu Null. Für das Fernfeld ergeben sich die folgenden Beschreibungen:

$$E_r = 0 \quad (5)$$

$$E_\theta = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{j\omega\mu}{R} \right) \sin(\theta) \quad (6)$$

$$H_\varphi = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{jk}{R} \right) \sin(\theta) \quad (7)$$

In weiter Ferne vom Elementaren Strahler sind die Feldanteile  $E_r$  soweit abgeklungen, dass sie als Null angenommen werden. Es bleibt ein E Feld Vektor und ein H Feld Vektor übrig. Vereinfacht können die beiden E und H Vektoren als phasengleich und senkrecht zueinander angenommen werden. Sie werden sich soweit im Raum ausbreiten, bis ihre gesamte Energie absorbiert ist. Das bedeutet, die Amplituden der E und H Vektoren werden Null.

Für alle Antennen, die eine lange und dünne Geometrie besitzen, wie zum Beispiel die Monopolantennen, die Dipolantennen oder die Faltdipole bildet der Hertzsche Dipol die Grundlage der Feldausbreitung. Die Ausdehnung des Elementaren Strahlers ist auf eine Länge der strahlenden Struktur von etwa  $100\mu m$  beschränkt. Das bedeutet, der Gültigkeitsbereich der in dieser Arbeit gezeigten Formeln und Beschreibungen führen bis 3 THz.

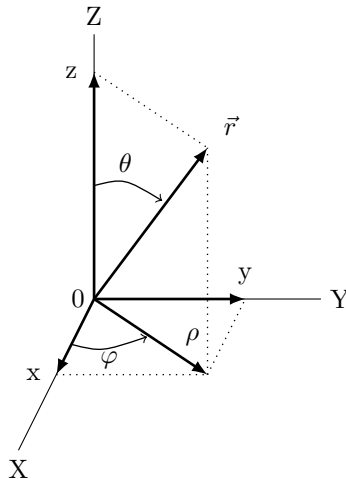


Abbildung 2: Aufbau des Kugelkoordinatensystem

Die Elektromagnetischen Felder eines Hertzschen Dipols werden oft in Kugelkoordinaten beschrieben. Jeder Punkt kann mit einem Vektor  $\vec{r}$  mit dem Start Punkt im Ursprung beschrieben werden. Die Spitze des Vektor  $\vec{r}$  kann in die xy Eben projiziert werden. Der Winkel  $\varphi$ , gesprochen phi, kann Werte  $\pm\pi$  haben und deckt somit  $360^\circ$  ab. Der Winkel  $\theta$ , gesprochen theta, gibt die Neigung der positiven z Achse an.

### 2.3 Fitzgeraldscher Dipol

Eine unendlich dünne Leiterschleife, die auf der ganzen Länge dieselbe Stromverteilung besitzt, wird Fitzgeraldscher Dipol genannt. Dieser Dipol ist das Gegenstück zum Hertzschen Dipol und stellt somit den zweiten der beiden elementaren Strahler dar. Die Leiterschleife ist oft in der xy Ebene angeordnet. Da der Strom oszilliert, ist er als  $i(t)$  gekennzeichnet. Der Strom  $i(t)$  führt in einem Kreis im Abstand  $a$  um das Zentrum. Im Zentrum bildet sich ein magnetisches, zeitabhängiges Moment  $m(t)$ . Wenn der Hertzsche Dipol eine E Feld Antenne genannt

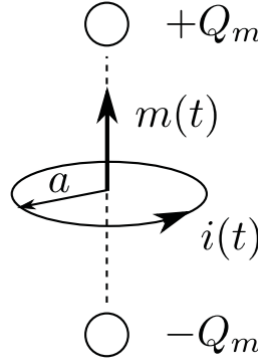


Abbildung 3: Fitzgeraldscher Dipol [13]

wird, so ist der Fitzgeraldsche Dipol eine H Feld Antenne. In der unmittelbaren Nähe der Leitschleife bildet sich ein sehr starkes Magnetfeld aus. Das Nahfeld des Fitzgeraldschen Dipols wird wie folgt beschrieben[10]:

$$H_r = \frac{IS}{2\pi} e^{-jkR} \left( \frac{jk}{R^2} + \frac{1}{R^3} \right) \cos(\theta) \quad (8)$$

$$H_\theta = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( -\frac{k^2}{R} + \frac{jk}{R^2} + \frac{1}{R^3} \right) \sin(\theta) \quad (9)$$

$$E_\phi = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{k^2}{R} - \frac{jk}{R^2} \right) \sin(\theta) \quad (10)$$

Das zeitabhängige magnetische Moment  $m(t)$  ergibt sich durch die Multiplikation der durch die Schleife aufgespannten Fläche  $a^2\pi = S$  und dem konstanten Schleifenstrom  $I$ . Der Wert  $I$  ist auf der ganzen Schleife konstant. Dank der Annahme des konstanten Stroms kann wie in Gleichung 11 das magnetische Moment berechnet werden [11].

$$Ia^2\pi = IS = m \quad (11)$$

Die Terme mit  $R$  in der zweiten oder dritten Potenz fallen für das Fernfeld weg. Da im Fernfeld der Radius  $R$  gross ist, können diese Terme vernachlässigt werden. Das Fernfeld kann wie folgt beschrieben werden:

Formel:

$$H_r = 0 \quad (12)$$

$$H_\theta = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( -\frac{k^2}{R} \right) \sin(\theta) \quad (13)$$

$$E_\phi = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{k^2}{R} \right) \sin(\theta) \quad (14)$$

Wie beim Hertzschen Dipol fällt mit wachsendem Abstand  $R$  ein  $H_r$  Anteil weg. Bis zur vollständigen Absorption bleiben die orthogonalen  $E_\phi$  und  $H_\theta$  Feldvektoren übrig. Die beiden elementaren Strahler können nicht technisch realisiert werden, aber sie sind sehr wichtig für das Verhalten und Verständnis von realen Antennen. Wenn reale Antennen vereinfacht werden oder sehr kleine Teilstücke von realen Antennen betrachtet werden, verhalten sie sich wie die elementaren Dipole.

Die Dipolantenne und die Rahmenantenne sind den beiden elementaren Strahlern nachempfunden und sollen im nächsten Abschnitt genauer betrachtet werden.

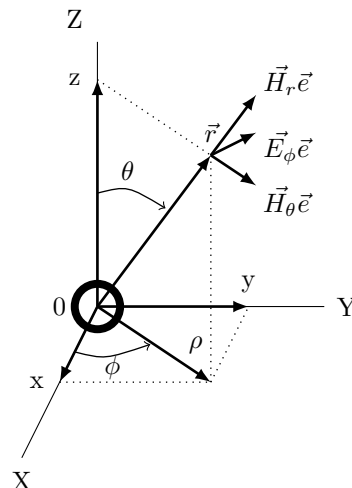


Abbildung 4: Loop Antenne mit Feldvektor und Einheitsvektoren

## 2.4 Die Dipol Antenne

Der zentral gespeiste Dipol besteht meistens aus zwei runden Leiterstäben mit dem Durchmesser  $d$  und der Länge  $l$ . Die beiden Stäbe haben eine gesamte Länge von  $2l$ . Die Stäbe liegen so aneinander, dass in der Mitte der beiden Stäbe eine kleine Lücke entsteht. Die gesamte Länge der beiden Stäbe ist viel grösser als der Durchmesser  $d$ . Wird eine Spannung in der Lücke zwischen den beiden Stäben angelegt, kommt es zu einer Stromverteilung über die gesamte Länge. Oft wird die Spannung mit einer Zweidrahtleitung, diese wird englisch *Transmission Line* genannt, zwischen den Leiterstäben angebracht. Die anschliessende Stromverteilung der beiden runden Leiterstäbe liefert den Ursprung der Wellenausbreitung. In erster Näherung kann die sich von der Speisestelle ausbreitende Welle als richtungsunabhängige Kugelwelle betrachtet werden [10].

$$\frac{e^{j(\omega t - kr)}}{4\pi\mu_0^{-1}r} \quad (15)$$

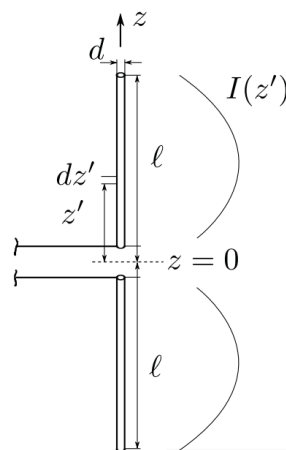


Abbildung 5: Dipol Antenne mit Stromverteilung [12]

Die Stromausbreitung in der Dipolantenne entspricht der Stromverteilung einer am Ende offenen Zweidrahtleitung. Die Enden der Zweidrahtleitung werden um  $90^\circ$  von der der Leitung abgewinkelt. Das offene Ende der Leitung führt zu einer Reflexion der zuführenden Welle in die umgekehrte Richtung und somit zu einer stehenden Welle in der Leitung. Stromführende Elemente, die nahe beieinander liegen und deren Amplituden gleich aber

gegenläufig sind, strahlen nur gering. Dies sind Eigenschaften einer guten Zweidrahtleitung. Die voneinander abgewinkelten Leitungsenden strahlen stark. Als Näherung für die Stromverteilung in den Leitungsenden soll folgendes gelten [10]:

$$I(x, t) = I_m \sin([k(l - x)])e^{j\omega t} \quad (16)$$

Aus Formel 16 kann entnommen werden, dass sich der Strom entlang der Dipolareme ändert. Die Stromverteilung ist somit vom Betrachtungsort  $x$  und dem Zeitpunkt  $t$  abhängig.

Bei einem Dipol mit dem Durchmesser  $d \ll \lambda$  wird dieser zu einem dünnen Stromfaden. Die Stromdichte im Leiter kann  $\mathbf{J}d\mathbf{V}$  mit  $\mathbf{I}d\mathbf{l}$  als Stromelement ersetzt werden. Die Summe der Elementardipole mit konstantem Strom können als Quelle betrachtet werden [10].

$$I_m \sin(k(l - dz)) \quad (17)$$

Die hier beschriebene Antenne hat einen sehr kleinen Durchmesser verglichen mit ihrer Länge  $L$ , dass der Stromfaden nur eine Ausdehnung entlang der  $z$  Achse aufweist. Die Gewichtungsfunktion dieser Summe von Elementardipolen die alle in der  $z$  Achse liegen ist:

$$a(\varphi) = 0 \quad (18)$$

jedoch die Gewichtungsfunktion in  $\theta$  Richtung beträgt nach R. Elliott [10]:

$$a_\theta(\theta) = -\frac{2I_m}{k \sin(\theta)} [\cos(kl \cos(\theta)) - \cos(kl)] \quad (19)$$

Es sollen zwei Fälle genauer betrachtet werden.

- der Halbwellendipol mit  $2l = \lambda/2$
- der kurze Dipol mit  $2l \ll \lambda$

#### 2.4.1 Der Halbwellendipol

Der  $\lambda/2$  Dipol ist eine der wichtigsten Antennen. Über die Gewichtungsfunktion in Formel 19 und dem Term der sich ausbreitenden Kugellwelle 15 lässt sich auf das Fernfeldverhalten schliessen [10].

$$E_\theta = j60I_m \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \left[ \frac{\cos[(\pi/2)\cos(\theta)]}{\sin(\theta)} \right] \quad (20)$$

$$H_\phi = j \frac{I_m}{2\pi} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \left[ \frac{\cos[(\pi/2)\cos(\theta)]}{\sin(\theta)} \right] \quad (21)$$

Die Feldverteilung kann in der Zweidimensionalen Polar Form oder in einer Dreidimensionalen Feldverteilung dargestellt werden. Die nachfolgende Grafik zeigt eine E Feldverteilung als Schnitt durch die  $xz$  Ebene.

Dargestellt ist ein  $\lambda/2$  Dipol, der in  $z$  Richtung ausgerichtet ist. Es ist zu erkennen, dass bei  $\theta = 0^\circ$  und  $\theta = 180^\circ$  kein elektrisches Feld abgestrahlt wird. Stellt man sich die Grafik als um eine um  $\varphi$  von 0 Grad bis 360 Grad rotierende Scheibe vor, so kommt die bekannte Doughnut Form zum Vorschein.

Die von  $\theta$  und  $\varphi$  abhängige Leistung ist gegeben durch [10]:

$$P(\theta, \phi) = \frac{2\eta I_m^2}{(4\pi r)^2} \left[ \frac{\cos^2[(\pi/2)\cos(\theta)]}{\sin^2(\theta)} \right] \quad (22)$$

Durch das Auflösen der Doppelintegrale über  $\varphi$  von 0 bis  $\pi$  und  $\theta$  von 0 bis  $\pi$  erhält man eine numerische Lösung der Integrale über die gesamte Kugeloberfläche [10]:

$$P_{rad} = 0.609 \frac{\eta I_m^2}{2\pi} \quad (23)$$

Wie die Grafik 6 zeigt, ist die maximale Feldausbreitung auf der Höhe der Einspeisestelle bei  $\theta = 90^\circ$  maximal. Da der Wert von  $\sin 90^\circ = 1$  entspricht. Der maximale Richtwert oder Richtfaktor, aus dem englischen als

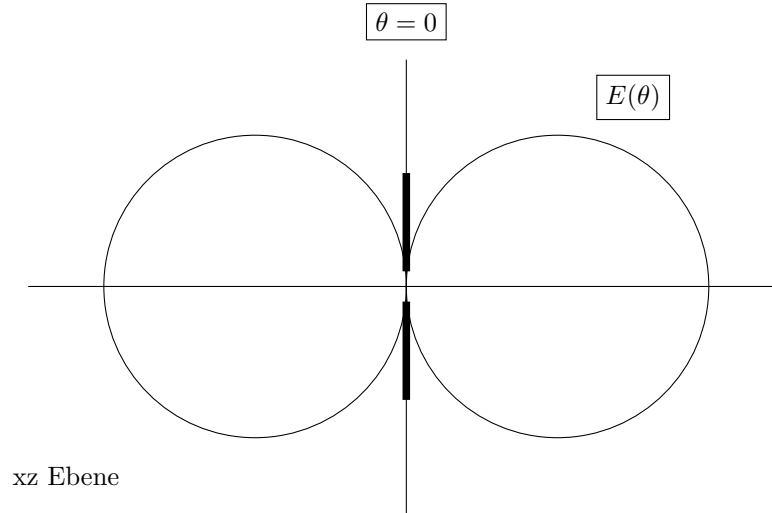


Abbildung 6: Das E Feld einer Dipolantenne in der xz Ebene

*directivity* bekannt, erhält man, indem die Abgestrahlte Leistung mit einem isotropen Kugelstrahler verglichen wird[10].

$$D(\text{peak}) = \frac{P(\theta, \varphi)(\pi/2)}{P_{\text{rad}}/4\pi r^2} = 1.64 \quad (24)$$

Das besagt, dass die Abstrahlung in den Raum nicht homogen ist. Das Resultat des Richtfaktors für eine  $\lambda/2$  Dipolantenne aus Gleichung 24 ist ein Verhältnisfaktor. Dieser ist bezogen auf einen gleichmässig in den Raum strahlenden Kugelstrahler. Die Hauptkeule beschreibt die Richtung der grössten Abstrahlung. Sie ist bei einem Dipol um den Faktor 1.64 grösser als bei einem Normstrahler. Der Richtfaktor wird oft in dB abgegeben. Da man sich auf den isotropen Strahler bezieht, ist die Angabe in der Einheit dBi. Der Richtfaktor entspricht in dem gezeigten Beispiel  $10 \log 1.64 = 2.15 \text{ dBi}$ .

Bei einem Halbwellendipol der Länge  $2l$  mit  $l = \lambda/4$  ist der Scheitelwert des Antennenstromes  $I_m$  beim Einspeisepunkt. Dieser liegt im dem Zentrum des Dipol bei  $z = 0$ . Somit kann gesagt werden, dass die Zuleitung die folgende Leistung liefert:

$$P = \frac{1}{2} I_m^2 R_{\text{rad}} = (0.609) \frac{\eta I_m^2}{2\pi} \quad (25)$$

Der Strahlungswiderstand oder auch  $R_{\text{rad}}$  genannt kann im Fall des  $\lambda/2$  Dipol numerisch als 73 Ohm bestimmt werden.

$$R_{\text{rad}} = \frac{0.609\eta}{\pi} = 73 \text{ Ohm} \quad (26)$$

### 2.4.2 Der kurze Dipol

Der kurze Dipol kann wie der  $\lambda/2$  Dipol als eine Reihe von elementaren Dipolen angesehen werden. Diese bilden einen schlanken Stromfaden. Auch für den kurzen Dipol gilt, dass der Durchmesser  $d$  des Dipols viel kleiner ist als die Länge der Antennenstäbe. Die Terme  $\cos(kl \cdot \cos(\theta))$  und  $\cos(kl)$  aus der Gewichtungsfunktion Gleichung 19 des  $\lambda/2$  Dipol können mit einer Reihe angenähert werden, sofern  $kl$  klein ist.

$$a_\theta(\theta) = -kl^2 I_m \sin(\theta) \left[ 1 - \frac{(kl)^2}{12} (1 + \cos^2(\theta)) + \dots \right] \quad (27)$$

Der Eingangsstrom eines kurzen Dipols ist gegeben durch:

$$I = I_m \sin(kl) = I_m \left[ kl - \frac{(kl)^3}{3!} + \dots \right] \quad (28)$$

Für kleine Dipollängen wie  $2l = \lambda/4$  kann ohne grossen Fehler die Gewichtungsfunktion wie in der Gleichung 29 angenommen werden.

$$a_\theta(\theta) = -kl^2 I_m \sin(\theta) = -Il \sin \theta \quad (29)$$

Wie beim  $\lambda/2$  Dipol findet man bei einem kurzen Dipol ein vertikal polarisiertes E Feld. Das Feld ist etwas breiter, jedoch wie beim  $\lambda/2$  Dipol doughnutförmig. Die breitere Abstrahlcharakteristik bedeutet, dass der Öffnungswinkel grösser ist als bei einem  $\lambda/2$  Dipol. Allgemein wird in der Antennentechnik der Öffnungswinkel als eine Kenngrösse von Antennen angesehen. Die Abstrahlcharakteristik wird stark vom Öffnungswinkel beeinflusst. Er beschreibt den Winkel, bei dem die abgestrahlte Sendeleistung der Hälfte der maximalen Sendeleistung entspricht. Die Hälfte der Sendeleistung entspricht einer Abnahme der Feldstärke von 3 dB. Dieser Öffnungswinkel wird daher als Halbwertbreite bezeichnet [2]. Die Impedanz des kurzen Dipols ändert sich drastisch gegenüber dem  $\lambda/2$  Dipol. Mit der Impedanz ist auch die winkelabhängige Leistungsdichte wie folgt gegeben [10]

$$P(\theta, \varphi) = \frac{(kl)^2 \eta I^2}{2(4\pi r)^2} \sin^2 \theta \quad (30)$$

Die abgestrahlte Leistung eines kurzen Dipols, bei dem über die ganze Kugeloberfläche mit dem Radius  $r$  integriert wurde, kann mit der Formel 31 berechnet werden [10].

$$R_{rad} = 20 \left( \frac{\pi L}{\lambda} \right)^2 \quad (31)$$

Die aus der abgestrahlten Leistung ergebende maximale Richtwirkung eines kurzen Dipols wird mit einem isotropen Strahler verglichen. Dies ergibt nach Formel 24 einen Wert des Richtfaktors  $D$  von 1.5. Dieser Wert ist nicht viel weniger als bei einem  $\lambda/2$  Dipol mit einem  $D$  Wert von 1.64. Das entspricht  $10 \log 1.5 = 1.76 \text{ dBi}$ . Der Gewinn  $G$  einer Antenne wird im englischen *gain* genannt. Der Gewinn ist die Multiplikation des Richtfaktors  $D$  und der Abstrahleffizienz  $\eta$ . Dieser Zusammenhang ist in der Formel 32 beschrieben.

$$G = D\eta \quad (32)$$

Der Strahlungswiderstand kann mit der Umformung des  $Prad = 1/2 I^2 Rrad$  umgestellt werden.

Man findet :  $Rrad = 20 (\pi L / \lambda)^2$  Dabei wird  $L$  als  $2l$  und somit als Länge der beiden Dipolararme angenommen. Wenn ein Dipol sehr kurz wird, zum Beispiel  $2l = \lambda/8$ , wird  $Rrad = 30 \text{ Ohm}$ . Dieser Wert ist merklich kleiner als die  $73 \text{ Ohm}$  eines  $\lambda/2$  Dipols. Der Effekt auf den reaktiven Anteil der Eingangsimpedanz ist noch dramatischer. Für einen endlich dünnen Dipol mit der Dicke  $d$ , ist die Reaktanz der Eingangsimpedanz eines  $2l = \lambda/2$  Dipols positiv. Die Reaktanz ist wenig unter Null, wenn die Dipollänge  $2l = \lambda/2$  entspricht. Wird der Dipol weiter gekürzt, sinkt die Reaktanz sehr schnell ins Negative. Wenn  $2l = \lambda/8$  ist, sind Werte für  $X$  grösser als  $1000 \text{ Ohm}$  kapazitiv keine Seltenheit [10].

Prad Rrad  
Fehler

Fehler  
Prad

## 2.5 Loop Antenne

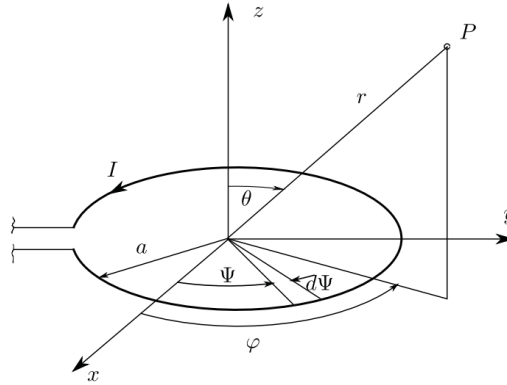


Abbildung 7: Loop Antenne

Wird eine kurze, kreisförmige Stromschleife mit dem Radius  $a \ll \lambda$  von einem Strom  $Ie^{j\omega t}$  durchflossen, kann in guter Näherung eine konstante Stromverteilung  $I$  entlang der Schleife angenommen werden. Die Koordinaten eines Punktes auf der Stromschleife sind gegeben mit

$$x' = a \cos(\Psi) \quad (33)$$

$$y' = a \sin(\Psi) \quad (34)$$

$$z' = 0 \quad (35)$$

Aus der Gleichung 35 wird deutlich, dass die Ebene nur in der xy Ebene liegt und keine Ausdehnung in z Richtung besitzt. Der Abstand  $a$  entspricht dem Radius aus dem Zentrum zur Stromschleife. Die Stromschleife ist in Abbildung 7 ersichtlich. Somit kann ein Stromelement auf der Schleife beschrieben werden als:

$$Idl = Ia(-\vec{e}_x \sin(\Psi) + \vec{e}_y \cos(\Psi))d\Psi \quad (36)$$

Die Stromverteilung führt zu einem Abstrahlen von Elektromagnetischen Wellen. Die Abstrahlung kann mit der Gewichtungsfunktion in Abhängigkeit von  $\theta$  und  $\varphi$  beschrieben werden. Die ausführliche Gewichtungsfunktion einer Stromschleife hat Elliott [10] beschrieben. Da die Integration eines geschlossenen Kreis Null ergibt, können die Gleichungen wie folgt vereinfacht werden.

$$a\theta(\theta, \phi) = 0 \quad (37)$$

Nimmt man an, dass  $ka$  klein ist, so kann die Gewichtungsfunktion  $a\varphi$  stark vereinfacht werden.

$$a\varphi(\theta, \varphi) = j(\pi a^2 I)(k \sin \theta) \quad (38)$$

Das Fernfeld ist  $\varphi$  polarisiert, da die Gewichtungsfunktion aus Formel 37  $a\theta$  gleich Null wird. Die Leistungsdichte gewinnt man mit:

$$\vec{P}(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \vec{H}^*) \quad (39)$$

zu

$$P(\theta) = \frac{(ka)^4 I^2 \eta}{32r^2} \sin^2 \theta \quad (40)$$

Im Vergleich mit dem kurzen Dipol erzeugt die kleine Stromschleife ein vergleichbares Richtdiagramm. Das Fernfeld des kurzen Dipols ist jedoch vertikal  $\theta$  polarisiert. Das bedeutet, dass das Abstrahlverhalten um  $90^\circ$  verschoben ist. Integriert man die Leistungsdichte über eine Kugeloberfläche mit dem Radius  $r$  und setzt sie der abgegebenen Leistung mit  $1/2 I^2 R_{rad}$  der zugeführten Zweidrahtleitung gleich, so gewinnt man  $R_{rad}$ :

$$R_{rad} = 320\pi^6 (a/\lambda)^4 \quad (41)$$

neu schreiben Loop

Beispiel:

Wenn  $a/\lambda = 0.03$  ist, dann wird der  $R_{rad} = 0.25\Omega$ . Als Vergleich mit dem kurzen Dipol mit der Länge  $2l = \lambda = 0.06$  führt das zu einem Strahlungswiderstand  $R_{rad}$  von  $0.7\Omega$ . Der Abstrahlwiderstand  $R_{rad}$  einer kleinen Stromschleife kann um den Faktor  $n^2$  erhöht werden, wenn  $n$  die Anzahl der sehr eng aneinander liegenden Wicklungen der Stromschleife sind.

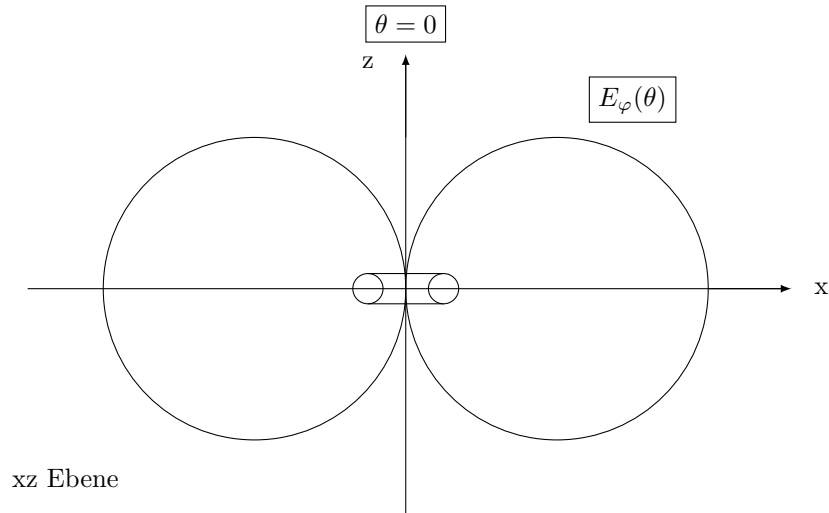


Abbildung 8: E Feld einer Loop Antenne in der xz Ebene



## 2.6 Nah- und Fernfeld

Antennen sind Wellenwandler. Sie wandeln die ihnen zugeführte elektromagnetische Welle in elektromagnetische Energie um. Die elektromagnetische Energie hat ebenfalls einen Wellencharakter und breitet sich im Raum um die Antenne kugelförmig aus. Die zuführende Welle ist oft an einen elektrischen Leiter gebunden. Dies kann in Form einer Zweidrahtleitung, einer Leiterbahn auf einer Leiterplatte oder einem Koaxialkabel erfolgen. Für einige Antennen wird ein Hohlleiter, als Zuleitung verwendet. Der Antenne kommt die Aufgabe zu, die im Leiter geführte Welle in eine Raumwelle zu wandeln. Das bedeutet, die leitergebundene Welle wird zu einer Freiraumwelle. Diese füllt den Raum um die Antenne aus. Bei einer optimalen Ausführung passt die Antenne den Leitungswiderstand  $Z_L$  an den Feldwellenwiderstand  $Z_{F0}$  von  $120\pi = 377\Omega$  an. Der Wellenwiderstand im freien Raum kann als Wellenwiderstand im Vakuum betrachtet werden. Wenn die Luft als homogenes Medium mit perfekten Eigenschaften wie ein Vakuum betrachtet wird so gilt:

$$Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \quad (42)$$

Breitet sich die Welle in einem Medium mit einer nicht endlichen Leitfähigkeit aus, so ist die Wellenimpedanz eine komplexe grösse und die Leitfähigkeit des Mediums  $\sigma$  muss berücksichtigt werden.

$$Z_F = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (43)$$

Eine spezielle Ausführung der Antenne als Wellenwandlertyp hängt im wesentlichen vom gewünschten Frequenzbereich und der geforderten Antennencharakteristik ab. Bei einer normalen Freiraumübertragungsstrecke ist die Distanz  $r$  zwischen dem Sender und dem Empfänger sehr gross, verglichen mit den Abmessungen der Sendeantennen oder der Freiraumwellenlänge  $\lambda_0$ . Vom Empfangsort scheint die Antennenstrahlung aus einer punktförmigen Quelle zu stammen. Auf eine Empfangsantenne trifft eine elektromagnetische Leistungsdichte. Diese wird als Poynting Vektor  $\vec{S}$  bezeichnet.

Für den Empfänger erscheint es, als ob die empfangene elektromagnetische Strahlung von einem einzigen Punkt ausgeht. Dieser Entstehungspunkt wird Phasenzentrum genannt. Er ist die Quelle der abgestrahlten elektromagnetischen Felder. Wenn diese Voraussetzungen erfüllt sind, befindet sich der Empfangsort in der Fernfeldregion der Sendeantenne. Die Fernfeldregion wird kurz als Fernfeld bezeichnet. Im Fernfeld gelten vereinfachte Beziehungen. Streng genommen liegen nur für die Distanzen von  $r \rightarrow \infty$  reine Fernfeldbedingungen vor. In diesem Fall können die sphärischen Phasenfronten bereichsweise als eben betrachtet werden. Die am Empfangsort einfallende Welle ist eine ebene Welle. Für die elektrischen und magnetischen Feldstärken gelten die folgenden Beziehung [14]:

$$E/H = 120\pi \quad (44)$$

Die Leistungsdichte  $\vec{S}$  ergibt sich, wenn die Feldkomponenten  $\vec{E}$  und  $\vec{H}$  senkrecht aufeinander stehen und gleichphasig sind.

$$\vec{S} = \frac{1}{2}EH = \frac{1}{2}E^2/Z_{F0} \quad (45)$$

Die E und H Feldkomponenten sind in Gleichung 45 Vektoren. Die E und H Feldkomponenten sind Scheitelwerte. Näherungsweise treten diese Gesetzmässigkeiten schon früher bei einem endlichen Abstand  $r$  von der Sendeantenne auf. Als Grenzwert für den Fernfeldabstand ist  $r_2$  definiert. Der Abstand  $r_2$  beschreibt den Beginn der Fernfeldregion. Für Antennen mit einer grösseren geometrischen Abmessung  $D_0$  gilt näherungsweise [14]:

$$r_2 = \frac{2D_0^2}{\lambda_0} \quad (46)$$

Die maximale Antennenabmessung ist als  $D_0$  definiert. Für sie gilt  $D_0 > \lambda_0$ . Für diese Antennen wird am Empfangsort das Phasenkriterium im Fernfeld eingehalten. Es besagt, dass der Phasenfehler, der durch die Grösse der Antennenabmessungen entsteht, nicht grösser ist als  $\lambda_0/8$ . Die Gleichung 46 berücksichtigt dasselbe Kriterium. Es besagt, dass der Weglängenunterschied  $\Delta r$  zwischen zwei am Empfangsort einfallenden Strahlen, von denen der eine vom Antennenmittelpunkt und der andere vom Antennenrand ausgeht, der Bedingung in der Gleichung 47 genügt [14].

$$\Delta r \leq \lambda_0/8 \quad (47)$$

Das Gebiet zwischen dem Sender und dem Empfänger kann in drei Regionen unterteilt werden. Diese sind abhängig von der Distanz  $r$  zum Sender. Es können keine klaren Grenzen gezogen werden. Die Übergänge sind fließend. Zwischen der Sendeantenne und der Fernfeldregion liegt die Nahfeldregion. Diese wird folgend Nahfeld genannt. Das Nahfeld kann in zwei Gebiete unterteilt werden. Es sind dies das Nahfeld und das strahlende Nahfeld. In der Nahfeldregion, die unmittelbar die Antenne umschließt, dominieren die reaktiven Feldkomponenten. Die reaktiven Feldkomponenten fallen mit  $r^3$  und  $r^2$  ab. Je nach Literatur ist die Grenze des Nahfeld zum strahlenden Nahfeld anders definiert. Nach dem Taschenbuch der Hochfrequenztechnik ist dieser Abstand  $r_1$  erreicht, wenn  $r_1$  der Formel 48 entspricht [14].

bezug zur  
Formel

$$r_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D_0^3}{\lambda_0}} \quad (48)$$

Die Beziehungen für die Nahfeldregionen sind von den maximalen Antennenabmessungen abhängig. Die Definition in Formel 48 gilt für Antennen, die als maximale Abmessung  $D_0 > \lambda_0$  nicht übersteigt. Für Dipolantennen und Schleifenantennen, deren Abmessungen wesentlich kleiner als eine Wellenlänge  $\lambda_0$  sind, erstreckt sich das Nahfeld bis zum Abstand  $r_1 = \lambda_0/2\pi$  von der Antenne. Bei einer Freiraumübertragungsstrecke, bei der sich die Empfangsantenne im Fernfeld der Sendeantenne im Abstand  $r$  befindet, erhält man für die Leistungsdichte am Ort der Empfangsantenne [14].

$$S = \frac{P_t D}{4r^2 \pi} = \frac{P_{t0} G}{4r^2 \pi} = \frac{P_{ei}}{4r^2 \pi} \quad (49)$$

In der Formel aus Gleichung 49 fällt der Faktor  $4r^2 \pi$  auf. Dies kommt daher, dass die Leistungsdichte die abgestrahlte Leistung auf einer Kugeloberfläche verteilt.  $\vec{S}$  ist der Leistungsdichte Vektor. Dieser wird mit wachsendem Abstand  $r$  quadratisch kleiner. Der Leistungsdichtevektor  $\vec{S}$  besitzt die SI Einheit  $[W/m^2]$ .

Für die Gleichung 45 gilt:

$P_t$ : xx [W]

$P_{t0}$ : yy [W]

$G$ : Gewinn

$P_{ei}$ : Lichtgeschwindigkeit [m/s]

$r$ : Abstand zwischen Sender und Empfänger [m]

rotes Buc  
nachschau  
en

## 2.7 Systemansicht

Die Systemansicht soll einen Überblick über die Bluetooth Verbindung vom Fluginstrument „Connect 1“ zu einem Smartphone geben. In der nachfolgenden Tabelle 1 werden die Annahmen und die gegebenen Parameter der Bluetooth Verbindung aufgelistet. Mit der Hilfe des Linkbudgets kann eine Abschätzung des Antennengewinns auf der Empfängerseite hergeleitet werden. Um diese Abschätzung möglich zu machen, werden einige Annahmen getroffen. Zum Beispiel geht man von einer optimalen Anpassung der HF Quelle zur Antenne aus. Weiter wird der Luftraum zwischen Sender und Empfänger als Vakuum angenommen und es hat keine Fremdkörper im Ausbreitungsraum. Das Ausbreitungsmedium wird als homogen betrachtet. Weitere Annahmen sind:

- Als Sende- und Empfangschip wird beim Empfänger und Sender der CC2541 von TI eingesetzt
- Freiraum ist Vakuum
- homogenes Medium
- Keine Hindernisse auf der Übermittlungsstrecke
- Reserve von 6 dB
- Der Gewinn der Empfangsantenne ist 1

- Die Sendeleistung ist 0 dBm
- isotrope Abstrahlung
- Die Anschluss- und Verbindungsdämpfung beim Sender und beim Empfänger entsprechen je 0.5 dB
- -94 dBm Empfangsempfindlichkeit bei 1Mbps und 0.1% EBR des CC2541 von TI

### 2.7.1 Linkbudget

Unter dem Linkbudget versteht man die Summe aller Gewinne und Verluste vom Sender über das Übertragungsmedium bis hin zum Empfänger. Es beschreibt, welcher Signalpegel beim Empfänger nach Abzug aller Verluste ausgehend von der Sendeleistung ankommt. Anhand dieses Wertes und den technischen Angaben des Empfängers kann die maximal mögliche Datenrate berechnet werden. Wenn die Sendeleistung gesetzlich limitiert ist und die maximale Bit Fehler Rate (EBR) bekannt ist, kann die maximale Distanz oder die maximale Datenrate berechnet werden. Ist die Sendeleistung nicht beschränkt, so kann durch umstellen der Formel die theoretisch erreichbare Sendedistanz ermittelt werden. Das Linkbudget kann nahezu beliebig komplex gestaltet werden und eine Reihe von weiteren Parametern beinhalten. In der Praxis hat sich für die Berechnung des Linkbudgets bei Richtfunksystemen nach Formel 50 bewährt.

$$P_{Rx} = P_{Tx} + L_{Tx} + G_x + L_{fs} + L_{Rx} + G_r + L_{div} \quad (50)$$

Die Formel 50 wird als Ausgangslage für die Berechnung des minimalen Gewinns der Sendeantenne  $G_x$  dienen. Da die minimale Empfängersensitivität aus dem Daten Blatt des Bluetooth Low Energie Texas Instruments CC2541 Chip bekannt ist, kann der nötige Gewinn der Sendeantenne  $G_x$  berechnet werden. Der minimale Gewinn ist ein Kriterium welches beim Antennendesign beachtet werden muss. Der Empfangspegel  $P_{Rx}$  in der Formel 50 steht für die am Empfänger resultierende Leistung in dBm. Die Sendeleistung  $P_{Tx}$  in dBm und  $L_{Tx}$  steht für jegliche Verluste durch Kabel, Verbindungen und Stecker in dB auf der Senderseite. Der Gewinn der Sendeantenne ist als  $G_x$  angegeben und hat die Einheit dBi.  $G_r$  steht für den Gewinn, englisch *gain*, der Empfangsantenne.  $L_{fs}$  steht für den Verlust durch die Freiraumdämpfung in dB,  $L_{div}$  für diverse weitere Verluste wie zum Beispiel Hindernisse oder für eine System Reserve.  $L_{Rx}$  steht für jegliche Verluste durch Kabel, Verbindungen und Stecker in dB von der Empfangsantenne bis zum Empfänger.

Die Freiraumdämpfung  $L_{fs}$  soll an dieser Stelle etwas genauer erläutert werden. Unter der Freiraumdämpfung oder englisch *Free Space Path Loss*, versteht man die Reduzierung der Leistungsdichte bei der Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen im freien Raum. Im Vakuum existieren keine Störeinflüsse wie zum Beispiel die Dämpfung durch Luft, andere Gase oder Hindernisse. Somit wird das Medium als homogen und Reflexionsfrei angenommen. Anders ausgedrückt, der Pfadverlust beschreibt den Verlust an elektromagnetischer Leistung zwischen einem Sender und Empfänger. In der Theorie wird von einem isotropen Kugelstrahler ausgegangen, also einem Strahler, der gleichmässig und verlustfrei in alle Richtungen in den Raum abstrahlt. Daraus folgt, dass die abgestrahlte Energie gleichmässig in den Raum verteilt wird und somit an jedem beliebigen Punkt mit gleicher Entfernung zum Strahler identisch ist. So bilden sich Kugeln mit gleicher Leistungsdichte um den Strahler. Je grösser der Abstand zum Strahler wird, desto mehr verteilt sich die Energie auf eine immer grösser werdende Kugeloberfläche. Hierbei ist der Verlust durch die Freiraumdämpfung proportional zu dem Quadrat der Entfernung  $R$  zwischen Sender und Empfänger und zu dem Quadrat der verwendeten Frequenz. [7]

Frequenz

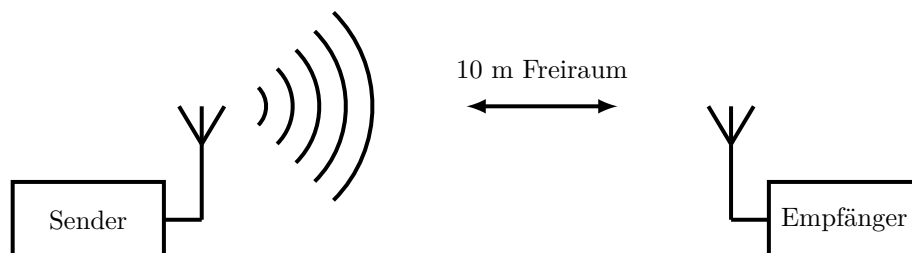


Abbildung 9: Verbindungs Modell

Die Abbildung 9 zeigt ein einfaches Verbindungsmodell einer Kommunikationskanals. Das in der Tabelle 1 aufgezeigte Linkbudget beschreibt eine Übertragung wie in Gleichung 50 gezeigt wird. Es werden einige Vereinfachungen getroffen. Der Gewinn der Empfangsantenne  $G_r$  ist als Faktor 1 definiert, das entspricht 0dBi. Es werden keine Polarisationsverluste berücksichtigt. Für die Berechnung der Freiraumdämpfung  $L_{fs}$  wird als Übertragungsmedium Vakuum angenommen. Als Sende- und Empfangschip wird der in der „Connect 1“ zur Anwendung kommende Texas Instruments CC2541 Chip angenommen. Für die Berechnung der Freiraumdämpfung müssen die folgenden Formellen genannt werden[12]:

$$d_0 = 10[m] \quad (51)$$

$$G_r = 1 \quad (52)$$

$$G_t = 1 \quad (53)$$

$$P_{Rx}(d_0) = \frac{P_{Tx} G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^2} \quad (54)$$

$$L_{fs} = \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \quad (55)$$

$$L_{fs}(dB) = 10 \log_{10}(L_{fs}) \quad (56)$$

$$L_{fs}(dB) = 20 \log\left(\frac{4\pi d_0 f_0}{c_0}\right) \quad (57)$$

Wenn die Gleichung 57 aufgelöst und die gegebenen Werte in die Gleichung 57 Einsatz, so erhält man für eine Übertragungsstrecke im Freiraum für eine Frequenz von 2.45 GHz bei einer Distanz von 10 Meter eine Dämpfung von -60dB. Man beachte das minus in der Gleichung 58. Der erhaltene Wert muss negativ sein, da es sich um eine Dämpfung handelt.

$$L_{fs}(dB) = -20 \log\left(\frac{4\pi 10[m] 2.45 * 10^9[1/s]}{3 * 10^8[m/s]}\right) = -60.2dB \quad (58)$$

Für die geforderten Systemspezifikationen entspricht  $d_0 = 10$  Meter.

Komponente	Leistungsbeitrag	
Abgegebene Leitung	$P_{Tx}$	0dB
Übergangsverluste	$L_{Tx}$	-3dB
Gewinn der Sendeantenne	$G_x$	zu bestimmen
Ausbreitungsverluste	$F_{LS}$	-60dB
Gewinn Empfangsantenne	$G_r$	0dB
Polarisationsverluste		0dB
Übergangsverluste	$L_{Rx}$	-3dB
Erwartete Leistung am Empfänger	$P_{Rx}$	-66dBm [18]
Systemreserve	$L_{div}$	-6dBm
Minimal notwendiges Empfängersignal	$P'_{Rx}$	-72dB

Tabelle 1: Linkbudget 10m Bluetooth Übertragung

Die Tabelle 1 zeigt die für die Bluetooth Verbindung relevanten Gewinne und Verluste auf des Übertragungskanal. Bei einer Verbindung von 10 Meter und den getroffenen Vereinfachung ist mit einem minimalen Empfangspegel von  $-72dB$  zu rechnen. Das ist ein ausreichender Empfangspegel. Die minimale Empfangssensitivität liegt bei  $-92dB$ . Daraus resultiert eine Reserve von  $20dB$ . Da wie bereits in der Gleichung 32 sich der Gewinn aus dem Richtfaktor und dem Wirkungsgrad einer Antenne zusammensetzt, kann eine Aussage zum Antennendesign gemacht werden. Das Design wird zeigen, dass der Wirkungsgrad mit Sicherheit nicht 1 betragen wird und das Abstrahlverhalten wird nicht kugelförmig sein. Da keine praktisch realisierbare Antenne ein rein isotropes Verhalten zeigt. Die absorbierenden Eigenschaften des "Connect 1"Gerätes machen sich ebenfalls in der Feldausbreitung bemerkbar. Die Kombination aus der Richtwirkung und dem Wirkungsgrad zeigt ein 3D Abstrahlmuster mit schwankender Leistungsdichte. Um einen Funktionstüchtigen Kommunikationskanal zu erhalten hat das Linkbudget aus Tabelle 1 gezeigt, dass beim Empfänger mindestens ein Signalpegel von  $-92dB$  ankommen muss.

## 2.8 Quelle

Jedes Antennensystem verfügt über eine Quelle. Die Quelle liefert an ihrem Ausgang ein hochfrequentes Signal. Der Ausgang kann entweder symmetrisch oder asymmetrisch sein. Die Ausgangsimpedanz von Quellen kann sehr unterschiedlich sein. Oft befindet sich am Quellenausgang ein Anpassungsnetzwerk. Die Quellenimpedanz kann dadurch an die Leitungsimpedanz anzupassen werden. Die in der Hochfrequenztechnik verwendeten Quellen haben oft einen Innenwiderstand von  $50\Omega$ . Die Abbildung 10 zeigt eine asymmetrische Hochfrequenzquelle. Einer der beiden Anschlüsse wird als Massential definiert, der andere Anschluss führt das gewünschte Signal. Der Innenwiderstand der gezeigten Quelle ist  $50\Omega$  reell. Bei asymmetrischer Signalübertragung, auch unsymme-

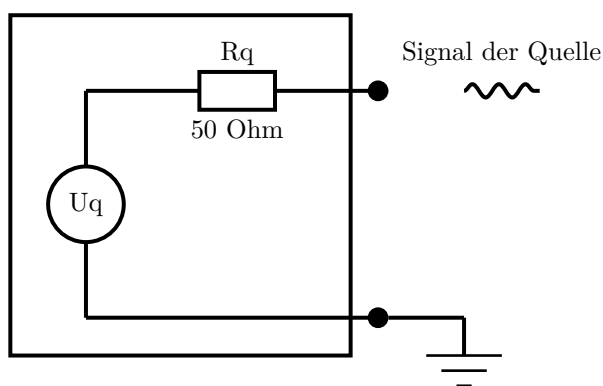


Abbildung 10: ESB einer asymmetrischen Quelle

trische Signalübertragung genannt, erfolgt die elektrische Signalübertragung in Form einer Spannung, die sich gegenüber einem Bezugspotential ändert. Sie ist die einfachste Art der Datenübertragung. Das Bezugspotential wird auf einer Referenzleitung übertragen. Als Reverenz dient meistens Masse.

Symmetrische Quellen haben mehr als zwei Anschlusspunkte. Sie übertragen das HF Signal auf zwei Leitungen. Die Signalform ist auf den beiden Leitungen um  $180^\circ$  zu einander verschoben. Eine symmetrische Quelle ist in der Abbildung 11 dargestellt.

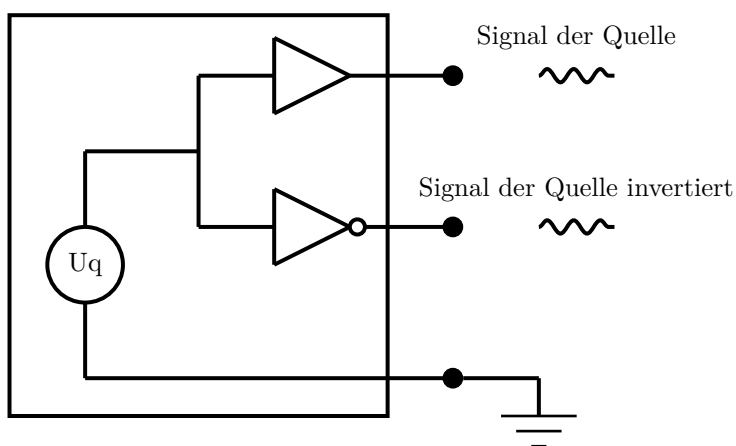


Abbildung 11: ESB einer symmetrischen Quelle

## 2.9 Zuleitung

Darunter versteht man die Verbindung zwischen Quelle und Antenne. Je nach System kommen Zweidrahtleitungen, Koaxialleitungen oder Hohlleiter zum Einsatz. Eine Zweidrahtleitung ist eine symmetrische Verbindung, während ein Koaxialkabel eine asymmetrische Verbindung darstellt. Weiter Verbindungstypen sind:

- Drahtverbindung
- Koaxialkabel
- Leiterbahn
- Hohlleiter
- Glasfaserleiter

An dieser Stelle soll genauer auf die elektrische leitergebundene Übertragung eingegangen werden. Leitungen gehören zu den wichtigsten Übertragungsmedien der Nachrichtentechnik. Sie übertragen fast mit Lichtgeschwindigkeit elektromagnetische Wellen vom Sendeort zum Empfangsort. Bei Gleichstrom und sehr niedrigen Frequenzen kann eine Leitung im allgemeinen als ideal oder mit einem rein ohmschen Verhalten angenommen werden. Man macht keine grossen Fehler, wenn man Signalverläufe am Eingang und am Ausgang als gleich und gleichzeitig ansieht. Kommt aber die physikalische Länge der Leitung in die Grössenordnung der Wellenlänge der zu übertragenden Schwingung oder die Anstiegszeit eines Impulses in die Grössenordnung der Ausbreitungsverzögerung, dann kann die Ausgangsspannung völlig anders aussehen als die Eingangsspannung. Die Leitung muss jetzt als Zweitor mit frequenzabhängigen Eigenschaften betrachtet werden. Ein geeignetes Konzept für die Betrachtung und das Verständnis eines frequenzabhängigen Zweitor bringt der Begriff der elektrischen Länge mit sich:

$$\text{Elektrische Länge} = \frac{l}{\lambda} \quad (59)$$

Bei der Gleichung 59 ist  $l$  die Länge der Leitung und  $\lambda$  gibt die Wellenlänge des Signales auf der Leitung an. Zur Analyse, ob eine Leitung strahlt, wird ihre Elektrische Länge betrachtet.

Ist die  $\text{Elektrische Länge} = \frac{l}{\lambda} < \frac{1}{20}$  kann die Leitung mit der klassischen Schaltungstheorie behandelt werden. Die Leitung wird meist als verlustlos und reflexionsfrei betrachtet.

Ein ganz anders Bild zeigt sich, wenn die  $\text{Elektrische Länge} = \frac{l}{\lambda} > \frac{1}{20}$  entspricht. In diesem Fall muss die Leitung als frequenzabhängiges Zweitor betrachtet werden. Die Phänomene der elektromagnetischen Wellen werden wirksam. Die Leitungen müssen mit ihren frequenzabhängigen Eigenschaften behandelt werden. Geht man von einer idealen Wellenausbreitung aus, bei der keine Verluste vorkommen, so ist die Wellenlänge  $\lambda$  mit der Signalfrequenz  $f$  und mit der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  wie in Gleichung 60 verknüpft [12].

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (60)$$

Da eine Leitung immer etwas Verlustbehaftet ist, kann die Ausbreitung einer Welle im Leitermedium nie der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  entsprechen. Daher gilt:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (61)$$

Die Signalgeschwindigkeit  $v$  dividiert durch die Anzahl Schwingungen pro Sekunde ergibt die Wellenlänge  $\lambda$ .

Für die Gleichungen 59, 60 und 61 gilt:

$l$ : Leitungslänge [m]

$\lambda$ : Wellenlänge [m]

$f$ : Frequenz (Hz) [1/s]

$c_0$ : Lichtgeschwindigkeit [m/s]

$v$ : Geschwindigkeit [m/s]

Besonders vorteilhafte Übertragungseigenschaften hat die längshomogene Leitung. Es handelt sich dabei um eine Leitung, die auf ihrer ganzen Länge einen konstanten Leitungsquerschnitt, gleiches Leitermaterial, konstanten Leiterabstand und einen gleichförmigen Isolator hat. Gebräuchliche Formen sind die symmetrische Zweidrahtleitung, die verdrehte Zweidrahtleitung, eine Streifenleitung auf einer Printplatte oder das Koaxialkabel.

### 2.9.1 Leitungsmodell

Um die Zweitoreigenschaften einer längshomogenen Leitung zu ermitteln, wird diese wie in Abbildung 12 dargestellt. Diese wird in  $n$  gleiche Elementarzweitore unterteilt, wobei  $n$  sehr gross sein soll. Dabei wird die Leitung in eine Vielzahl von Zweitoren unterteilt. Es ist von einer Zweitorkette die Rede. Wie in der Abbildung 12 ge-

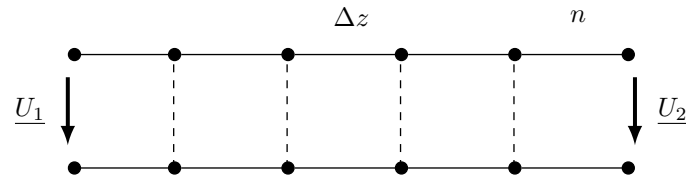


Abbildung 12: Leitungsmodell eine Kette von Zweitoren

zeigt, kann die Leiterlänge durch  $n$  geteilt werden. Da  $n$  sehr gross ist, ergeben sich  $n+1$   $\Delta z$  lange Leiterstücke. Betrachtet man ein kurzes Leitungsstück mit der Länge  $\Delta z = l/n$ , so ist von der Elektrotechnik bekannt, dass beim Einschalten einer Signalquelle sich auf der Leitung ein Strom  $i(t)$  einstellt.

Die Folge davon ist ein magnetisches Feld radial um die Leitung. Der magnetische Fluss ergibt sich mit der Abschnittsinduktivität zu  $\Phi = i\Delta L$ .

Das einschalten der Quelle führt weiter zu einer Spannung zwischen den Leitern. Die Folge davon ist ein elektrisches Feld und eine Oberflächenladung  $Q = u\Delta C$  auf den Leitern [13].

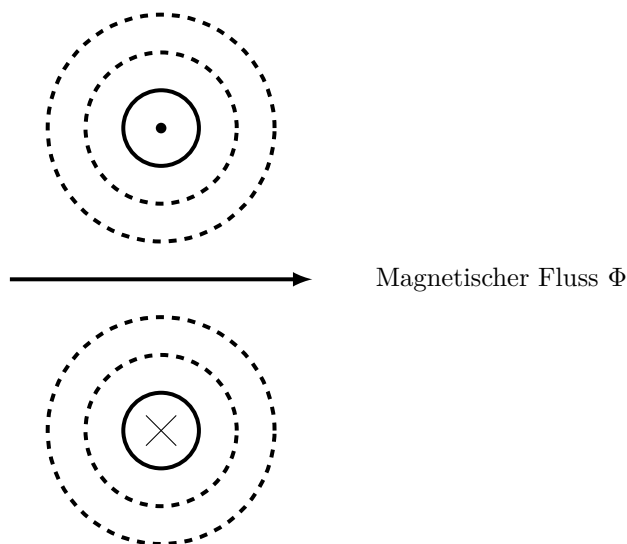


Abbildung 13: Magnetischer Fluss einer Zweidrahtleitung

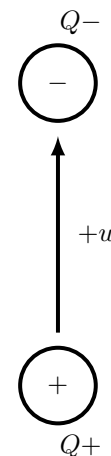


Abbildung 14: Oberflächenladung einer Zweidrahtleitung

Abbildung 15: statische Feldbetrachtung einer Transversalen Ebene einer Zweidrahtleitung

Bei einer längshomogenen Leitung darf die Annahme getroffen werden, dass die Induktivität  $\Delta L$  und die Kapazität  $\Delta C$  gleichförmig über die Länge  $\Delta z$  verteilt sind. Man kann sie daher im Modell als Leiterbeläge ausdrücken. Die Gleichung 62 gibt den induktiven Leitbelag an. Die Gleichung 63 zeigt den kapazitiven Leitbelag.

$$L' = \frac{\Delta L}{\Delta z} \quad (62)$$

$$C' = \frac{\Delta C}{\Delta z} \quad (63)$$

Werden zudem die ohmschen Verluste im Leiter und allfällige dielektrische Verluste in der Isolation als Wirkwiderstände dargestellt, so lässt sich das Ersatzschaltbild einer Leitung gemäss Abbildung 16 modellieren. Für die Gleichungen 62, 63 gelten die Zusammenhänge aus der Abbildung 16 [12]:

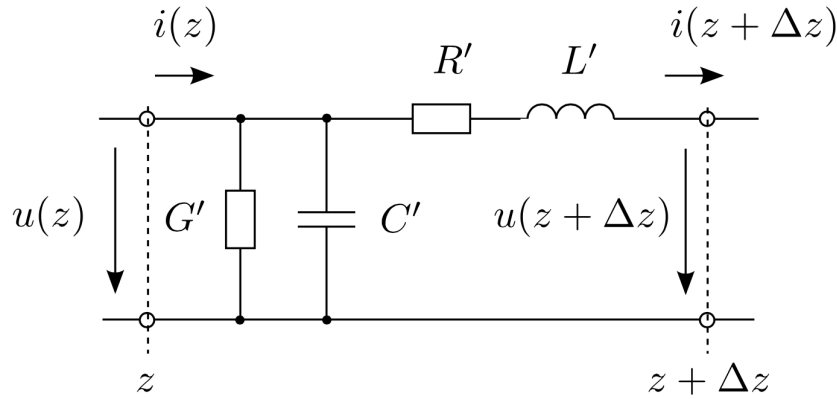


Abbildung 16: Ersatzschaltbild eines elementaren Leiterstücks

$R'$ : Ohmsche Leiterverlust/m [ $\Omega/m$ ]

$L'$ : Serieinduktivität/m [ $H/m$ ]

$G'$ : Dielektrische Verluste/m [ $S/m$ ]

$C'$ : Kapazität zwischen den Leitern/m [ $F/m$ ]

$\Delta m$ : Abschnittslänge [ $m$ ]

Die Spannung und der Strom auf einer Leitung kann als Summe von zwei Wellen beschrieben werden. Die eine Welle läuft vorwärts entlang der positiven  $z$  Ausrichtung. Die rückwärts laufende Welle geht entlang der negativen  $z$  Achse. Der Strom und die Spannung können mit Hilfe der elementaren Leiterabschnitte  $\Delta z$  an jedem Punkt  $z$  der Leitung berechnet werden. Die Gleichung 64 gibt die Summe der vor- und zurücklaufenden Spannungswellen an. Der Strom an jedem beliebigen Punkt auf der Leitung kann mit der Gleichung 65 berechnet werden [12].

$$U(z, t) = U_v e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)} + U_r e^{\alpha z} e^{j(\omega t, \beta z)} \quad (64)$$

$$I(z, t) = I_v e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)} + I_r e^{\alpha z} e^{j(\omega t, \beta z)} \quad (65)$$

## 2.10 Anpassung und Reflexionen

Die Anpassung ist nicht nur in der Hochfrequenztechnik ein viel diskutiertes Thema. Auch in der Gleichstromtechnik wird von Anpassung gesprochen. Es gibt verschiedene Formen der Anpassung. Zum Beispiel wird von Leistungsanpassung gesprochen, wenn möglichst viel Leistung einer Quelle einem Lastwiderstand zugeführt werden soll. Um das zu erreichen muss der Innenwiderstand  $R_i$  einer Quelle dem Lastwiderstand  $R_L$  entsprechen. Ein ganz anderes Ziel verfolgt die Wellenanpassung. Sie kommt immer dann zum Zuge, wenn auf einem Signalpfad die Signalreflexionen an den Übergängen des Mediums verhindert werden. Man vergleicht immer die Eingangsimpedanz mit der Ausgangsimpedanz. Es ist von  $Z_{ein}$  und  $Z_{aus}$  die Rede. In diesem Kapitel werden zwei Arten der Anpassung genauer betrachtet. Es sind dies:

- Leistungsanpassung
- Wellenanpassung

Im diesem Zusammenhang soll auch erwähnt sein, dass es auch die Spannungsanpassung und die Stromanpassung gibt, beides wird im Rahmen dieser Arbeit nicht erläutert.

Die Leistungsanpassung wird angewendet, wenn die maximale Leistungsübertragung gefordert ist. Die maximale Leistung in der Last wird erreicht, wenn der Lastwiderstand dem Quellenwiderstand entspricht. Bei rein ohmischen Quellen- und Lastwiderstand bedeutet das:

$$R_{Quelle} = R_{Last}$$



Die Wellenanpassung wird auch Leitungsanpassung genannt. Wellenanpassung ist in der Hochfrequenztechnik immer dann gefragt, wenn die zu übertragenden Wellen oder Impulse ohne Reflexionen von einer Quelle zu einer Last übertragen werden. Haben die Impedanzen der Quelle, der Leitung und der Last nur reelle Anteile, wird sowohl Wellenanpassung als auch Leistungsanpassung erreicht, wenn  $R_{Quelle} = R_{Last}$  ist. Treten jedoch Impedanzen mit positivem oder negativem Imaginärteil auf, so muss für die Wellenanpassung das folgende Kriterium erfüllt sein:

$$Z_{ein} = Z_{aus} = R_{ein} + jX_{ein} = R_{aus} + jX_{aus} \quad (66)$$

Die Reflexionen und die Anpassung soll anhand eines Beispiels einer Leitung mit Abschlusswiderstand näher erläutert werden.

Eine Quelle treibt eine vorwärtslaufende Welle in einer Leitung. Die Leitung besitzt einen Leitungswiderstand  $Z_0$ . Dieser kann wie aus Formel 43 ersichtlich berechnet werden. Das Ende der Leitung ist mit einem Abschlusswiderstand versehen. Dieser Widerstand stellt eine Lastimpedanz  $Z_L$  zwischen dem Hin- und Rückleiter dar. Man spricht von einer mit einer Lastimpedanz  $Z_L$  abgeschlossenen Übertragungsleitung. Die Leitungsimpedanz  $Z_0$  entspricht nicht exakt der Lastimpedanz  $Z_L$ . Daher kommt es zu einer Teilreflexion der vorlaufenden Welle. Das Verhältnis zwischen den Amplituden der rücklaufenden Welle und der vorlaufenden Welle wird als Reflexionskoeffizient  $r$  bezeichnet [12].

Reflexionskoeffizient  $r$ :

$$r = \frac{U_R}{U_V} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -\frac{I_R}{I_V} \quad (67)$$

Der Reflexionskoeffizient  $r$  lässt sich wie Gleichung 67 gezeigt, anhand der Last- und der Quelleimpedanz oder aus dem Verhältnis der vor- und rücklaufenden Stromwelle berechnen.

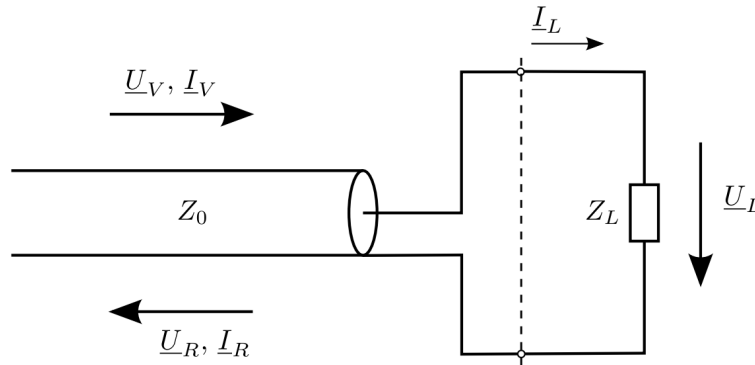


Abbildung 17: Reflexionen einer Leitung an einer Lastimpedanz [12]

Die Spannung  $\underline{U}_L$  über der Last ergibt sich aus der Überlagerung der vorlaufenden Spannungswelle und rücklaufenden Spannungswelle. Dies ist in der Gleichung 68 gezeigt. In Gleichung 69 ist der Strom in der Last  $\underline{I}_L$  ersichtlich. Dieser wird aus der vorlaufenden- und rücklaufenden Stromwelle gebildet[12].

$$\underline{U}_L = \underline{U}_V + \underline{U}_R \quad (68)$$

$$\underline{I}_L = \underline{I}_V + \underline{I}_R \quad (69)$$

Durch die Überlagerung des vorlaufenden und rücklaufenden Signals gibt es eine Überlagerungskurve, die örtlich konstante Maxima  $U_{max}$  und Minima  $U_{min}$  aufweist. Dies wird als stehende Welle bezeichnet. Dadurch kann

die Spannung an den Knotenpunkten Werte zwischen Null und dem doppelten Wert der Spannung des vorlaufenden Signals aufweisen. An den Knotenpunkten heben sich die Wellen gegenseitig auf. Ihr Wert ist somit Null. Für die Beschreibung der Fehlanpassung haben sich neben dem Reflexionskoeffizient  $r$  noch weitere Begriffe etabliert:

Rückflussdämpfung  $a$ :

Die Rückflussdämpfung  $a$  wird in der englischen Literatur *Return Loss* genannt.

$$a = 20 \log \left( \left| \frac{U_V}{U_R} \right| \right) = -20 \log(|r|) \quad (70)$$

Die Rückflussdämpfung beschreibt als logarithmisches Mass, wie stark das rücklaufende Signal gegenüber dem vorlaufenden Signal gedämpft ist [12].

Welligkeitsfaktor  $s$ :

Der Welligkeitsfaktor  $s$  wird in der englischen Literatur auch als *Voltage Standing Wave Ratio*, kurz als VSWR bezeichnet.

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + |r|}{1 - |r|} \quad (71)$$

Der Welligkeitsfaktor  $s$  aus der Gleichung 71 bezeichnet die Verhältnisse der Beträge von Maxima und Minima der stehenden Welle [12].

Anpassnetzwerke:

Übertragungssysteme können als eine Kette von aktiven oder passiven Zweitorschaltungen dargestellt werden. Das heisst Quelle, Leitungen, Übergänge und Antennen werden als Zweitore betrachtet. Je nach Signalfrequenz oder Impulsdauer müssen die frequenzabhängigen Eigenschaften dieser Zweitore berücksichtigt werden. Für eine einwandfreie Funktion bei der Zusammenschaltung der Übertragungskette muss der Lastwiderstand  $Z_L$  zum Innenwiderstand  $Z_I$  des Zweitores in einem bestimmten Verhältnis stehen. Um die gewünschten Systemeigenschaften zu erreichen. Die Eingangsimpedanz eines Zweitores wird oft als  $Z_{ein}$  und die Ausgangsimpedanz als  $Z_{aus}$  bezeichnet. Um die Anpassungsbedingungen zu formulieren kann das Zweitor als eine Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand  $Z_I$  verstanden werden. Diese wird durch den Lastwiderstand  $Z_L$  belastet.

Leistungsanpassung:

Für die Übertragung der maximalen Wirkleistung von der Quelle zur Last wird Leistungsanpassung benötigt. Um diese Bedingung zu erfüllen muss gelten:

$$Z_{ein} = Z_{aus}^*$$

Das bedeutet, eine induktive Komponente beim Innenwiderstand muss durch eine gleich grosse kapazitive Komponente des Aussenwiderstandes kompensiert werden und umgekehrt. Gleichzeitig müssen die beiden Wirkwiderstände gleiche Werte aufweisen. Das heisst, der Realteil von  $Z_{ein}$  und  $Z_{aus}$  sind gleich, jedoch sind die Imaginäranteile konjugiert komplex. Das bedeutet, dass die Blindwiderstände von Quelle und Last sich ausgleichen müssen. Dies geschieht, wenn eine ohmisch induktive Quelle durch eine ohmisch kapazitive Last kompensiert wird um das Leistungsanpassungskriterium zu erfüllen. Dabei sind die Beträge der Impedanzen gleich, jedoch der Winkel der Phasenlage ist um  $\pm 180^\circ$  verschoben. Es wird oft gesagt, dass der Imaginärteil der Last gleich dem Imaginärteil der Quelle entspricht, jedoch sei der Imaginärteil an der Realteilachse gespiegelt.

Wellenanpassung:

Bei der Leistungsanpassung kommt es auf Grund der unterschiedlichen Blindwiderstände zu einer Stossstelle für das zu übertragende Signal. Dies führt zu Reflexionen. Dadurch wird ein Teil des Signals reflektiert. Stehende Wellen sind das Resultat. Um diese störenden Einflüsse zu vermeiden, muss für komplexe Widerstände folgende Beziehung erfüllt sein:

$$Z_I = Z_L$$

Das bedeutet, die Beträge des Real- und Imaginärteils von Quelle und Last sind gleich. Der Phasenwinkel zwischen real und imaginär Teil ist ebenfalls gleich. Diese Anpassung bezeichnet man als Wellenanpassung oder Leitungsanpassung. Die bisherigen Erkenntnisse zeigen, dass nur im Falle rein reeller Werte für den Innen- und

vor und  
rück Sign

den Lastwiderstand, das heisst wenn  $X_I = X_L = 0$  sind, Leistungsanpassung und Wellenanpassung identisch sind. Für den allgemein gültigen Fall mit komplexen Widerständen ist stets eine Entscheidung zwischen Übertragung maximaler Wirkleistung, mit Inkaufnahme von Teilreflexionen auf den Leitungen oder einer reflexionsfreien Übertragung mit einem Leistungswirkungsgrad von  $\eta < 50\%$  zu treffen. In der Nachrichtentechnik bezieht man sich in der Regel auf die Wellenanpassung. Die bei der Leistungsanpassung entstehenden Reflexionen sind störender als die Verluste durch die Übertragung geringerer Wirkleistung. Nur bei Leistungsverstärkern, zum Beispiel in Endstufe eines Senders, spielt die Leistungsanpassung eine nicht zu vernachlässigende Rolle. Für eine optimale Leistungsübertragung ist es notwendig, dass spezielle Anpassnetzwerke verwendet werden.

Die maximale Wirkleistung wird in einem Gleichstromkreis bei  $R_Q = R_L$  abgegeben. Es besteht Leistungsanpassung. Das heisst, die in dem  $R_L$  umgesetzte Leistung ist maximal. Der Wirkungsgrad  $\eta$  entspricht 50%, da dieselbe Leistung wie in der Last im Innenwiderstand der Quelle  $R_Q$  umgesetzt wird. Die Formel 72 zeigt die maximale Leistung in der Last. Die Abbildung 18 zeigt eine Schaltung, bei der die Bedingung für Leistungsanpassung  $R_Q = R_L$  gilt.

$$P_{Last_{max}} = \frac{U_0^2}{4R_Q} | R_Q = R_L \quad (72)$$

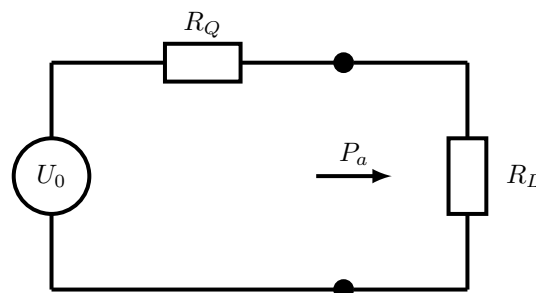


Abbildung 18: Leistungsanpassung mit  $R_Q = R_L$

In der Abbildung 18 ist eine Leistungsanpassung gezeigt. Der Lastwiderstand  $R_L$  besitzt den selben Wert wie der Quellenwiderstand  $R_Q$ . Im  $R_L$  wird wie in Formel 72 gezeigt, die Hälfte der Quellenleistung umgesetzt.

Bei Wechselgrössen kann ein Transformator für die Leistungsanpassung eingesetzt werden. Ist der Quellenwiderstand  $R_Q$  oder der Lastwiderstand  $R_L$  reaktiv, das heisst induktiv oder kapazitiv, dann sind die Schaltungen stark frequenzabhängig. So besitzt beispielsweise eine Antenne nur bei einer bestimmten Frequenz eine rein reelle Impedanz  $Z_{ant}$ . Bei allen andern Frequenzen sind sowohl Real- als auch Imaginärteil vorhanden. Als Folge ist  $Z_{ant}$  komplex. Eine Möglichkeit für eine Korrektur ist in der Abbildung 19 dargestellt. Auch diese Anpassung ist frequenzabhängig und nur für die Entwurfsfrequenz optimal. Dank der Transformation ist Leitungsanpassung möglich.

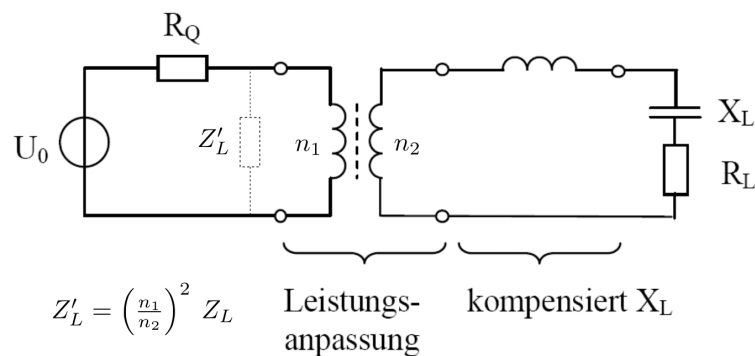


Abbildung 19: Leitungsanpassung für eine komplexe Last [12]

Leitungs-  
oder Wel-  
len

**Entwurf eines Ohm'schen Anpassnetzwerkes:**

Für die Anpassung einer Generatorimpedanz  $R_Q$ , welche grösser ist als die Last  $R_L$ , kann die Schaltung von Abbildung 20 verwendet werden. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  berechnen sich nach folgenden Beziehungen der Gleichungen 73 und 74 [12]:

$$R_1 = \sqrt{R_Q(R_Q - R_L)} \quad (73)$$

$$R_2 = \frac{R_Q R_L}{R_1} \quad (74)$$

$$a_{dB} = 20 \log \left( \sqrt{\frac{R_Q}{R_L}} + \sqrt{\frac{R_Q}{R_L} - 1} \right) \quad (75)$$

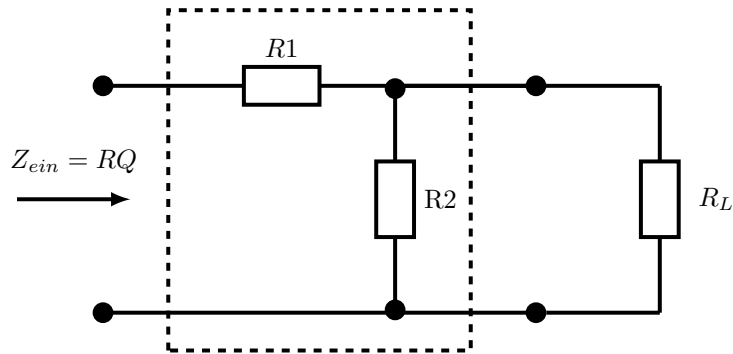


Abbildung 20: Anpassung für  $R_Q > R_L$

Gilt es, eine hochohmige Last  $R_L$  an eine Quelle mit einem  $R_Q$  der kleiner ist als  $R_L$  anzupassen, so kann die Schaltung von Abbildung 21 und die mathematischen Beziehungen der Gleichungen 76 sowie 77 verwendet werden [12]:

$$R_1 = \sqrt{R_L(R_L - R_Q)} \quad (76)$$

$$R_2 = \frac{R_Q R_L}{R_1} \quad (77)$$

$$a_{dB} = 20 \log \left( \sqrt{\frac{R_L}{R_Q}} + \sqrt{\frac{R_L}{R_Q} - 1} \right) \quad (78)$$

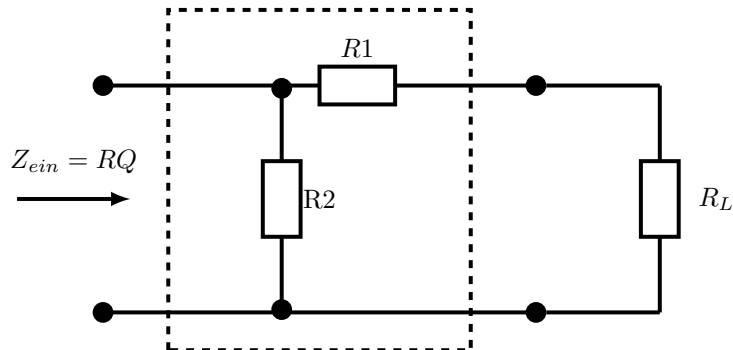


Abbildung 21: Anpassung für  $R_Q < R_L$

### Entwurf eines verlustfreien L-Netzwerkes

Ein einfaches, verlustfreies Anpassnetzwerk besteht aus zwei Reaktanzen. Der Entwurfsansatz besteht darin, dass eine Reaktanz  $X_P$  parallel zum grösseren Widerstand, in Abbildung 22 wäre dies der Quellenwiderstand  $R_Q$ , geschaltet wird. In diesem Fall kann die Impedanz  $Z_{links}$  von der Trennlinie als Parallelschaltung von  $R_Q$  und  $X_P$  betrachtet werden.

Die Impedanz  $Z_{links}$  ist definiert als:

$$Z_{Links} = R_{Links} + jX_{Links} = \frac{R_Q X_P^2 + jR_Q^2 X_P}{R_Q^2 + X_P^2} \quad (79)$$

$X_P$  kann nun so gewählt werden, dass der Realteil von  $Z_{Links}$  dem Lastwiderstand  $R_L$  entspricht.

$$R_{Links} = R_L \quad (80)$$

Als nächstes gilt es, die so eingeführte imaginäre Grösse  $X_{Links}$  auf der rechten Seite der Trennlinie zu kompensieren, indem die Serireaktanz  $X_S$  entsprechend gewählt wird:

$$X_{Links} = -X_S \quad (81)$$

Nun können die Werte für die Induktivität  $L$  und Kapazität  $C$  für die gewünschte Frequenz zu berechnet werden. Je nachdem, ob  $X_P$  induktiv oder kapazitiv ist, wird  $X_S$  gewählt. Durch Umstellen der folgenden Formeln 82 und 83 kann eine Induktivität  $L$  oder eine Kapazität  $C$  bestimmt werden.

$$jX_L = j\omega L \quad (82)$$

$$jX_C = \frac{-j}{\omega C} \quad (83)$$

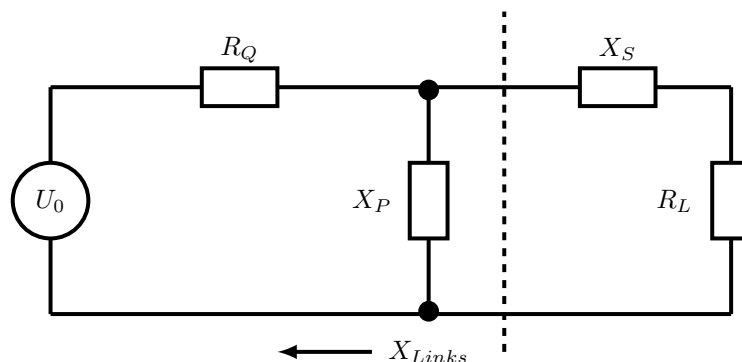


Abbildung 22: Verlustfreie Anpassung

## 2.11 Impedanztransformation einer Leitung

Phasendrehung auf einer Leitung

$\lambda/4$  Leitung

$\lambda$  Leitung

beliebig lange Leitung

Beispiel im Smith Diagramm mit normierten Werten zeigen

## 2.12 Anpassung des „Connect 1“ Antennensystems

Leistungsanpassung

Wellenanpassung

Beides, indem der Imaginär Teil verschwindet.

Was steht im Fokus? Die Anpassung ist Richtungsabhängig Ein möglichst optimales Empfangsverhalten steht im Vordergrund

## 2.13 Speisung

Unter der Speisung der Antenne wird die Leistungszuführung verstanden. Damit eine Antenne strahlt, muss diese mit einer Spannungswelle angeregt werden. Die Strom und Spannungsverteilung der Antenne ist für das Abstrahlverhalten verantwortlich.

- Leistungsanpassung
- Signalanpassung

Leistungsanpassung wird benötigt, wenn der Leistungsfluss möglichst unbeeinträchtigt sein soll. Es muss gelten  $Z_{ein} = Z_{aus}^*$ . Das bedeutet, dass die Realanteile von  $Z_{ein}$  und  $Z_{aus}$  gleich sind, jedoch der Imaginärteil von  $Z_{aus}$  muss den konjugiert komplexen Wert des  $Z_{ein}$  aufweisen. Mit anderen Worten, der Imaginärteil von  $Z_{aus}$  hat ein umgekehrtes Vorzeichen als  $Z_{ein}$ . Leistungsanpassung kommt bei Leistungsendstufen oder allgemein dort zur Anwendung, wo es besonders wichtig ist, dass möglichst viel der erzeugten Leistung von der Last aufgenommen wird. Bei der Leistungsanpassung werden 50% der erzeugten Leistung in der Quelle und 50% in der Last umgesetzt. Signalanpassung wird angewendet, wenn möglichst keine Reflexionen auf der Leitung entstehen sollen. Es muss gelten:

$$Z_{ein} = Z_{aus}$$

Die Signalanpassung ist dann gewünscht, wenn die Qualität des Signals Vorrang hat und keinerlei Reflexionen erwünscht sind. In diesem Fall ist das Stehwellenverhältnis gleich 1. Um die gewünschte Anpassung zu erreichen kommen Anpassnetzwerke zum Einsatz. Diese sind meist passive Netzwerke mit Induktivitäten L, Kapazitäten C und Widerständen R.

Ein Beispiel für Anpassung.

Eine Quelle mit einem Ausgangswiderstand von 50 Ohm reell wird an eine 50 Ohm Leitung angeschlossen. Am Ende der 50 Ohm Leitung wird ein Anpassungsnetzwerk benötigt. Damit wird die Leitung und die Antenne aufeinander abgestimmt. Das Anpassnetzwerk passt die komplexe Antennenimpedanz auf  $50\Omega$  reell und  $+j0\Omega$  an. In diesem Beispiel wird sowohl Wellen als auch Leistungsanpassung erfüllt.

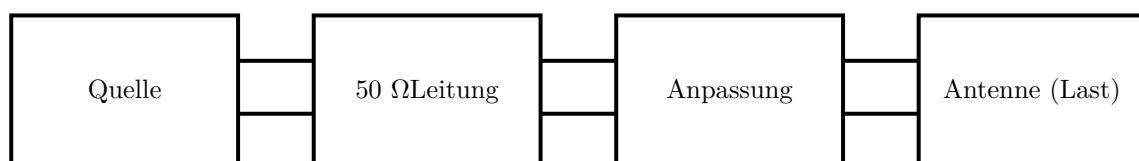


Abbildung 23: Blockschaltbild einer Quelle mit Leitung, Anpassung und Antenne

Wenn eine 50 Ohm Leitung an eine Antenne angeschlossen wird, benötigt man oft ein Anpassnetzwerk zwischen der Leitung und der Antenne. Da die Impedanz der Leitung  $Z_L$  und der Antenne  $Z_{ant}$  nur in seltenen Fällen aufeinander stimmt. Antennen haben einen reellen Strahlungswiderstand  $R_{rad}$ . Je nach Typ einen kapazitiven oder einen induktiven Anteil der als  $X_{ant}$  dargestellt wird.

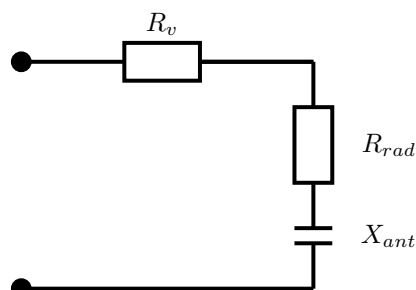


Abbildung 24: Ersatzschaltbild einer Antenne

Wenn man die Speisung in einem grösseren Zusammenhang betrachtet, dann erkennt man, dass die Speisung mehr als die Berücksichtigung der Impedanzen von der Quelle bis zur Antenne umfasst. Um ein Aussage

Speisung  
und An-  
passung  
auseinan-  
derhalten

über die Speisung einer Antenne zu machen, muss mehr als nur die Ausgangsimpedanz der Quelle  $Z_{aus}$  und die Eingangsimpedanz der Antenne  $Z_{ant}$  bekannt sein. Die Abbildung 25 zeigt wichtige Zusammenhänge der Speisung und des Zusammenhangs von Quelle, Leitungsimpedanz und der Antenne auf. Wie im Kapitel 2.10 ist die Anpassung der Zuleitung an die Antenne massgebend für den Reflexionskoeffizient  $\Gamma$  aus dem wiederum auf die Reflexionsdämpfung  $S_{11}$  geschlossen wird. Der Zusammenhang ist einfach. Je mehr der Reflexionskoeffizient  $\Gamma \rightarrow 1$  ist, desto grösser ist der  $S_{11}$  Wert in dB. Dadurch gelangt mehr Leistung in die Antenne, somit kann mehr Energie abgestrahlt werden. Die Abstrahlleistung  $P_{rad}$  ist abhängig von  $R_{rad}$ . Denn  $P_{rad}$  ist als  $P_{rad} = I_{ant}^2 * R_{rad}$  definiert. Aus der Abstrahleffizienz  $\eta_{rad}$  ist ebenfalls zu erkennen, dass die Verluste des Antennensystems klein gegenüber dem Abstrahlwiderstand  $R_{rad}$  sein müssen. Dies führt zu einer hohen Abstrahleffizienz  $\eta_{rad}$ .

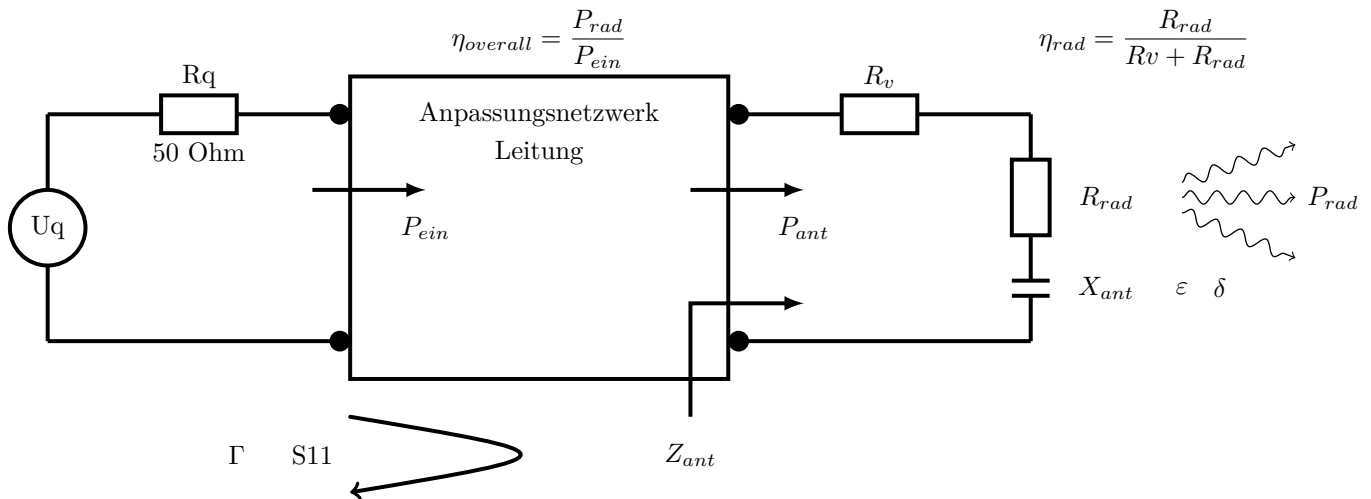


Abbildung 25: ESB einer Quelle mit Anpassnetzwerk, Leitung und einer Antenne

### 3 Evaluation einer symmetrischen Antenne

Das Abstrahlverhalten von Loop und Dipol Antennen ist im Fernfeld gleich. Im Fernfeld steht das E und das H Feld senkrecht aufeinander. Senkrecht zum E und H Feld zeigt sich der Ausbreitungsvektor. Die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten sind in Phase. Daher wird im Fernfeld Wirkleistung in transversale Raumrichtung übertragen. Das elektrische und magnetische Feld hat nur Komponenten in der Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Man spricht von einer ebenen Welle. Sie wird vom E und H Vektor aufgespannt und bewegt sich in Transversalerrichtung fort. Die Kugelwelle bewegt sich im Raum fort bis die gesamte Energie absorbiert ist. Die Amplituden der E und H Vektoren nehmen mit steigendem Abstand  $r$  um den Faktor  $1/r$  ab. Der Zusammenhang zwischen E und H Feld ist durch die intrinsische Wellenimpedanz  $\eta$  gegeben. Näheres zu den Feldvektoren und der Feldausbreitung ist im Kapitel 2.6 gezeigt. Die Gleichung 84 zeigt den Wellenwiderstand im Vakuum[10].

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 377\Omega \quad (84)$$

[17] [10] [11] [13]

Die Ausrichtung des E Feldes ist bei den Loop und den Dipol Antennen um 90 Grad verschoben. Im Nahfeld sind die induktiven Anteile des elektromagnetischen Wechselfeldes bei den Loop Antennen dominant. Im Gegenzug ist das Nahfeld der Dipol Antenne kapazitiv. Man nennt die Dipolantenne deshalb E Feld Antenne und die Loop Antenne wird oft H Feld Antenne genannt. Das Abstrahlverhalten ist in den Kapiteln 2.4 und 2.5 aufgezeigt. Die Abbildung 26 zeigt einen Poynting-Vektor im kugelkoordinaten und im kartesischen Koordinatensystem. Am Ende des Poynting-Vektor  $\vec{r}$  sind die Einheitsvektoren mit den dazugehörigen E und H Feldvektoren ersichtlich[13]. Der Vektor  $\vec{E}_r$  zeigt die Richtung des Leistungstranzport.

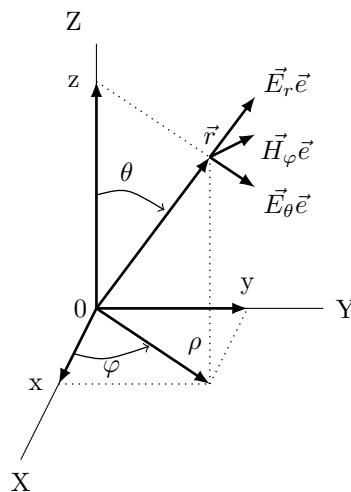


Abbildung 26: Feldvektor mit Einheitsvektoren

Die Oberfläche der elektromagnetischen Welle nimmt mit steigendem Abstand  $r$  von der Antenne immer weiter zu. Ebenfalls nimmt die Beugung der Oberfläche der Kugelwelle immer mehr ab. Ist der Abstand  $r$  genügend gross, so kann die Welle lokal als ebene Wellenfront angenommen werden. Bei Distanzen von mehr als  $2\lambda$  kann das Fernfeld angenommen werden. Es gilt das Fernfeldkriterium. Bei einer Zielfrequenz von 2.45 Ghz, bei der die Bluetooth Antenne arbeiten soll, tritt das Fernfeld wie in der Gleichung 88 gezeigt nach 24 cm auf.

welcheQu  
sagt  
2lambda



$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (85)$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8 [m/s]}{2.45 \cdot 10^9 [1/s]} = 0.12m \quad (86)$$

$$2\lambda = \text{Fernfeldkriterium} \quad (87)$$

$$2\lambda = 2 \cdot 0.12[m] = 0.24[m] \quad (88)$$

Es kann kein eindeutiger Betriebsfall für die "Connect 1" Geräte genannt werden. Es ist wahrscheinlich, dass die meisten der Tuchfliegerpiloten die "Connect 1" Geräte zur Navigation verwenden. Das Gerät wird auf dem Schoss getragen. Dabei wird das Gerät in einer Hülle mit Bändern am Oberschäkel befestigt. Ein Mobiltelefon, welches sich am Arm des Piloten oder in einer Brusttasche befindet, ist klar mehr als  $2\lambda$  entfernt und somit im Fernfeld. Da sowohl die Loop- als auch die Dipolantenne ein Torus ähnliches Fernfeld aufzeigen und die Position der neuen Bluetooth Antenne für beide Antennen dieselbe sein wird, sind die Nahfeldeigenschaften der Antennen von Bedeutung.

### 3.1 Eigenschaften einer Antenne für den Einsatz in der „Connect 1“ Serie

Die 2.4 GHz Bluetooth Antenne wird im Gerät "Connect 1" der Flytec AG eingesetzt. Dies ist ein kompaktes Handgerät welches den Piloten eines Tuchfliegers bei der Navigation in der Luft unterstützt. Die Gerätabmessungen sind 142 x 88 x 23 mm (L x B x H). Der Raum, den die neue Antenne einnehmen wird, ist nicht derselbe wie in der Vorgängerversion der "Connect 1" Hardware. Für die neue Positionierung der Antenne ist der Hohlraum zwischen der Seitenwand des ABS Kunststoffgehäuse und der Hauptplatine vorgesehen. Das mögliche Antennenvolumen beschränkt sich somit auf 55 x 3.5 x 10 mm (L x B x H).

Die Speisung der neuen Bluetooth Antenne soll nicht wie bis anhin asymmetrisch sein. Wie der Antennenfusspunkt mit der Quelle verbunden wird ist zum jetzigen Zeitpunkt noch nicht definiert. Mögliche symmetrische Verbindungen sind:

- Microstrip Verbindung
- Zweidrahtleitung
- Zweidrahtleitung in Form eines Koaxialkabels

Die symmetrische Verbindung zwischen Quelle und Antenne hat den Vorteil, dass die bis anhin verwendeten Baluns für die Umwandlung des symmetrischen Ausgangs des Transceivers nicht mehr benötigt werden. Die passive Anpassung in Form der Baluns bringt bis anhin eine Dämpfung zwischen 6dB und 9dB mit sich. Die grosse Streuung kommt durch Bauteiltoleranzen zustande.

Diese Baluns waren bei der ersten Hardware Version des „Connect 1“Geräts notwendig, da für die Bluetooth Verbindung Monopolstabantennen verwendet. Diese Baluns werden aufgrund des zukünftigen symmetrischen Desing nicht mehr nötig sein. Die Ausgangsimpedanz des verwendeten Texas Instruments CC2541 Transceivers ist bei Frequenz von 2.440 GHz bei  $(70 + j30)\Omega$ . Dies entspricht einer komplexen Ausgangsimpedanz.

Bei den gemachten Aussagen zu den Simulationen wurde jedoch eine reelle Quellimpedanz von  $(50 + j0)\Omega$  angenommen. In der ersten Betrachtung steht das Abstrahlverhalten und nicht die Anpassung an die Quelle im Fokus.

Das Ersatzschaltbild in der Abbildung 27 einer Antenne zeigt die wesentlichen Parameter, die für eine Beurteilung der Abstrahleffizienz notwendig sind. Es sind dies:

- $R_v$
- $R_{rad}$
- $Z_{ant}$

Weitere wichtige Eigenschaften, die für die Auswahl eines Antennentyps in die Geräte der "Connecte 1" Serie zu berücksichtigen sind:

- Directivity D
- Nahfeldtyp
- Detuning durch das Umgebungsmaterial
- Kopplung mit anderen im Gerät vorhandenen Antennen

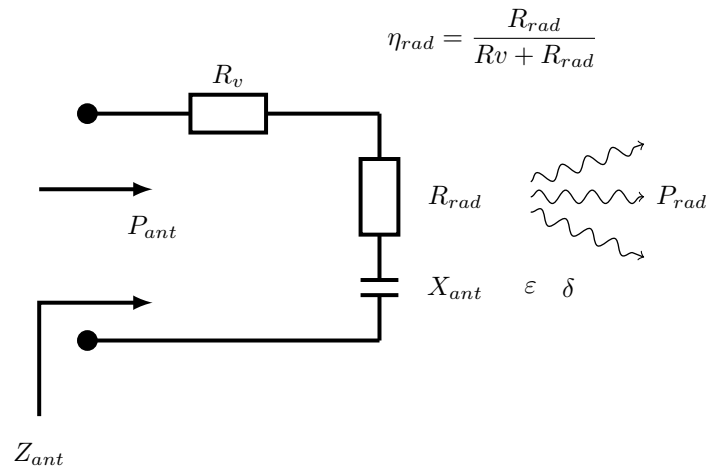


Abbildung 27: Ersatzschaltbild einer Antenne

Der  $R_v$  vereint die elektrischen Verluste, die in den Leitern und an den Übergängen zu Stande kommen. Ebenfalls kann der  $R_{rad}$  nicht einfach ausgemessen werden.  $R_{rad}$  entspricht dem Widerstand der benötigt wird, um die abgestrahlte Leistung in Wärme umzuwandeln. Die Abstrahlleistung ist vom Antennenstrom abhängig. Der Antennenstrom wird stark von der frequenzabhängigen Anpassung beeinflusst.

Das Verhältnis von  $R_{rad}$  zu  $R_v$  wirkt direkt in die Abstrahleffizienz  $\eta_{rad}$  ein.

Die Antennenimpedanz ist in der Abbildung 27 als  $X_{ant}$  in Form eines Kondensators abgebildet. Die dielektrischen Verluste des Winkels  $\delta$  wirken ebenfalls in den  $R_v$ .

Die drei Komponenten  $R_v$ ,  $R_{rad}$  und  $X_{ant}$  ergeben zusammen die gesamte Antennenimpedanz  $Z_{ant}$ . Wie in den Abbildungen 27 und 31 zu erkennen ist. Wie aus Kapitel 2.13 bekannt ist das Verhältniss der Leitungsimpedanz  $Z_L$  zur Antennenimpedanz  $Z_{ant}$  für die in die Antenne übertragene Leitungsenergie verantwortlich.

### 3.2 Dipol Antenne

Die Dipol Antenne ist eine häufig vorkommende Antennenform. Dipol Antennen gibt es in einer grossen Zahl verschiedener Ausführungen. Ihre Charakteristik ändert sich mit ihren geometrischen Eigenschaften. Die Antennen werden oft in Kategorien entsprechend ihrer Länge eingeteilt. Eine Dipolarmlänge entspricht der halben Länge des Dipols und ist im folgenden Kapitel als  $l$  bezeichnet. Dipol Antenne werden oft in die vier typische Gruppen eingeteilt.

- $2l \ll \lambda/2$
- $2l = \lambda/2$
- $2l = \lambda$
- $2l \gg \lambda$

Die Dipolantenne bei der  $2l = \lambda/2$  entspricht, wird oft Referenzdipol oder Halbwellendipol genannt. Wird der Halbwellendipol mit seiner Resonanzfrequenz  $f_{res}$  angesteuert, tritt ein maximales Schwingen des Dipols auf.

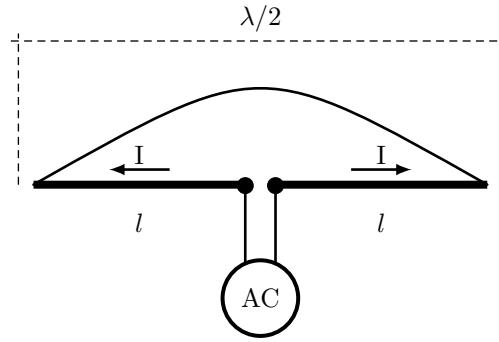


Abbildung 28: Horizontalpolarisierter Halbwellendipol

Gegenüber idealen Betrachtungen muss die Länge des  $\lambda/2$  Dipols um den Faktorkürzer gewählt werden, um die gewünschte Frequenz zu erhalten. Die Verkürzung ist in der Abbildung 28 gezeigt und abhängig von der Geometrie der Antenne und dem umgebenden Material.[9] Die Verkürzung oder genauer der Verkürzungsfaktor ist für das Antennendesign entscheidend, daher soll an dieser Stelle etwas genauer auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Welle im Medium eingegangen werden. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit, die Wellenlänge und die Frequenz sind voneinander abhängige Größen. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit beschreibt, wie schnell sich ein Signal im Medium, das heisst im Vakuum, in der Luft oder in einer Leitung, fortpflanzt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit wird mit dem Buchstaben  $c$  abgekürzt. Eine elektromagnetische Welle breitet sich im Vakuum mit  $c_0 = 299'792'458$  [m/s] aus. In der Praxis kann mit 300000 km/s gerechnet werden. Die Wellenlänge beschreibt die Länge einer vollständigen Schwingung. Sie ist der kleinste Abstand zweier phasengleicher Punkte einer Welle. Die Wellenlänge wird mit dem Buchstaben  $\lambda$  gesprochen Lambda abgekürzt. Die Frequenz beschreibt allgemein die Anzahl der Schwingungen in einem Zeitraum von einer Sekunde. Daher ist die Einheit der Frequenz Hz. Ein Herz Hz beschreibt eine Schwingung pro Sekunde [1/s] [4]. Es gilt folgender Zusammenhang: Die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist in einem homogenen Medium konstant. Wird die Frequenz erhöht, muss daher die Wellenlänge kürzer werden  $\lambda = \frac{c}{f}$ . Geht man von einer konstanten Frequenz aber von sich ändernden Medien aus, so gilt:

Die Geschwindigkeit mit der sich eine elektromagnetische Welle im Medium fortbewegt, muss um einen Faktor  $V$  kleiner als die Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  sein.

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $v_p$  gibt die Geschwindigkeit einer Welle im Medium an  $v_p = \frac{c_0 * V}{f}$ . Der Faktor  $V$  gibt den Verkürzungsfaktor an, um den  $v_p$  kleiner als die Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  ist. Der Verkürzungsfaktor  $V$  ist also definiert durch:

$$V = \frac{v_p}{c_0} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (89)$$

Wobei  $\epsilon_r$  die effektive Permittivitätszahl und  $\mu_r$  die Permeabilitätszahl des Mediums ist. Beide Größen sind im Allgemeinen frequenzabhängig. Für die Berechnung des Verkürzungsfaktors in Leitungen werden kurze Rechteckpulse betrachtet, die hohen Frequenzen beinhalten, bei denen sich  $\epsilon_r$  einem Grenzwert nähert. Für Leitungen aus Kupfer und Aluminium gilt weiterhin, dass  $\mu_r \approx 1$  entspricht. Bei einer verlustfreien Leitung gilt[5]

$$V = \frac{1}{c_0 \sqrt{L' C'}} \quad (90)$$

Für die Formeln aus der Gleichung 90 gibt  $C'$  den Kapazitätsbelag und  $L'$  den Induktivitätsbelag der Leitung an und  $c_0$  entspricht der Vakuumlichtgeschwindigkeit einer Welle.

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (91)$$

Aus 91 wird ersichtlich, dass die Wellenlänge  $\lambda$  bei gleichbleibender Frequenz  $f$  und sinkender Geschwindigkeit  $v_p$  kürzer wird. Um den Verkürzungsfaktor einer Antenne zu berechnen, müssen alle elektrischen und magnetischen Parameter der Antenne und der unmittelbaren Umgebung bekannt sein. Falls diese Parameter nicht bekannt

sind, muss mit empirischen Versuchsreihen die Ausbreitungsgeschwindigkeit ermittelt werden.

Die Simulationen werden den Verkürzungseffekt zeigen, in dem eine Antenne mit einer definierten Länge und einer somit verbundenen Abstrahlfrequenz eine zu tiefe Resonanzfrequenz zeigen wird. Erst nach einer Kürzung der Antennenstruktur um einige Prozent wird die Resonanzfrequenz steigen. Um die gewünschte Zielfrequenz zu erhalten, muss die effektive Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Strukturbekannt sein.

Ideale Betrachtungen gehen von einem unendlich dünnen Draht aus, wobei der Dipol im ungestörten Raum betrieben wird. Aufgrund der geforderten mechanischen Festigkeit müssen reale Dipole eine gewisse Mindestdicke aufweisen. Die Umgebung des Dipols kann ebenfalls nicht als völlig freier Raum angenommen werden. Es befindet sich immer eine Quelle oder eine Zuleitung in der Nähe von realen Antennen.

Wenn sich eine  $\lambda/2$  lange Vertikalantenne über der Erde befindet, ergeben sich für das Strahlungsdiagramm die folgenden Eigenschaften: Die Horizontalcharakteristik des vertikalen Halbwellendipols ist kreisförmig. Das Strahlungsdiagramm ist unabhängig vom Azimutwinkel  $\varphi$  in der Horizontalebene des Dipols. Die Vertikalcharakteristik des vertikalen Halbwellendipols erscheint jedoch gerichtet, das heisst es besteht eine Abhängigkeit vom Winkel  $\theta$  [19]. Gemäss Robert S. Elliott [10] lassen sich die folgenden Aussagen für die Gewichtungsfunktion eines Dipols der vertikal über der Erde polarisiert ist treffen[10]:

$$F(\theta, \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2}) = -\frac{2I_m}{k} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (92)$$

Die Nahfeldeigenschaften der Dipol Antenne zeigen ein starkes E Feld. Dieses zeigt eine Richtungsabhängigkeit des Winkels  $\theta$ . Die starken E Felder polarisieren alle Dielektrika in unmittelbarer Nähe des Dipols. Dies führt zu dielektrischen Verlusten. Diese steigen mit der Frequenz des Wechselfeldes. Die dielektrischen Verluste können als Widerstände in Serie zu den idealen Komponenten eines Ersatzschaltbildes gedacht werden. Sie stellen die äquivalente Verlustleistung an einer Komponente dar. Die Verlustenergie wird für das polarisieren der umgebenden Dielektrikum Struktur benötigt. Die Ausrichtungsenergie ist Verlustenergie und kann somit nicht abgestrahlt werden. Das Dielektrikum ist ein elektrisch nicht leitendes Material das vom elektrischen Feld durchdringt wird. Die Feldgrössen des Dielektrikums sind die elektrische Feldstärke E und die elektrische Flussdichte D. Die Flussdichte D. Im elektrostatischen Fall, das heisst im zeitlich konstanten Fall und in einem isotropen Medium, ist die Flussdichte D, durch die Permittivität  $\varepsilon$  und durch die Elektrische Feldstärke E beschrieben. Die folgende Beziehung in Gleichung 93 zeigt die Verknüpfung von  $\varepsilon$  und E:

$$D = \varepsilon E \quad (93)$$

Die Permittivität  $\varepsilon$  setzt sich, wie aus Gleichung 94 ersichtlich, aus der elektrischen Feldkonstante  $\varepsilon_0$  und der materialspezifischen, relativen Permittivität  $\varepsilon_r$  zusammen:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (94)$$

Die Permittivitäts Konstante  $\varepsilon_0$  ist eine Naturkonstante. Sie erhält ihren Wert aus dem in der Gleichung 95 ersichtlichen Zusammenhang. Die Konstante  $\mu_0$  ist wie die Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  eine Naturkonstante und beschreibt die magnetische Feldkonstante und ist als  $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} [N/A^2]$  definiert[6].

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 c^2} = 8.854187... [As/Vm] \quad (95)$$

Da in einem Dielektrikum die Ladungsträger nicht frei beweglich sind, werden sie durch ein äusseres elektrisches Feld polarisiert. Dabei wird zwischen zwei Arten der Polarisation unterschieden:

- Verschiebungspolarisation
- Orientierungspolarisation

Bei der Verschiebungspolarisation werden elektrische Dipole induziert. Das heisst, die Dipole entstehen durch geringe Ladungsverschiebung in den Atomen, Molekülen oder zwischen verschiedenen geladenen Ionen. In einem Wechselfeld schwingt die negative Elektronenhülle und der positive Atomkern gegenläufig hin und her. Bei diesen Schwingungen entsteht Wärmeenergie. Diese kann gegenüber der Energie, die bei der Orientierungspolarisation entsteht, vernachlässigt werden. Die Bewegung des Atomkerns kann auf Grund seiner deutlich grösseren Masse

gegenüber der Elektronenhüllenbewegung vernachlässigt werden. Somit wird der Atomkern als ortsfest betrachtet.

Unter der Orientierungspolarisation versteht man die Ausrichtung ungeordneter, permanenter Dipole eines Isolators im elektrischen Feld. Bei einem Wechselfeld müssen sich die Moleküle ständig umorientieren, wodurch Wärmeenergie entsteht[1].

Im Nahfeld einer Antenne pendelt die nicht abgestrahlte Energie im Raum um die Antenne hin und her. Das Nahfeld baut sich auf und ab. Es wechselt so mit der Resonanzfrequenz  $f_r$  seine Richtung. Die Moleküle im dielektrischen Raum um die Antenne werden bei jeder Schwingung neu polarisiert also von neuem ausgerichtet. Die im Dielektrikum gespeicherte Energie ist stark von der materialspezifischen, relativen Permittivität  $\epsilon_r$  abhängig.

Die dielektrischen Verluste führen bei Antennen zu einem Detuning. Das Detuning ist kaum zu berechnen, aber es kann mit Simulationen bestimmt werden. Das Detuning entsteht durch Verluste in und um die Antenne. Das Detuning kann auch eine Chance darstellen. Es ist denkbar, dass durch das Detuning und die veränderte Antennenimpedanz eine Anpassung an den Sender und die Zuleitung entsteht und so eine wesentlich höhere Abstrahleffizienz  $\eta_{overall}$  sich ergibt. Weiter kann das Detuning eine Absenkung der Resonanzfrequenz hervorrufen, die sonst nur mit einer Vergrößerung der Antennenstruktur möglich wäre. Das kann ein Vorteil sein, wenn die Platzverhältnisse sehr beschränkt sind.

Im Zusammenhang der Antennen und den reaktiven Nahfeldverlusten wird oft der Verlustwinkel genannt. Der Verlustwinkel beschreibt den Anteil der Wirkleistung elektrisch reaktiver Bauteile wie Spulen oder Kondensatoren bei sinusförmigem Spannungs- und Stromverlauf.

Der Verlustwinkel ist als arctan des Verhältnisses von Wirkleistung zu Blindleistung definiert. Dies ist aus der Gleichung 3.2 ersichtlich. Je kleiner der Verlustwinkel desto näher kommen die realen Bauteile ihrem idealen Verhalten. Eine ideale Induktivität hat einen Verlustwinkel von  $0^\circ$ . Ein idealer Kondensator hat ebenfalls einen Verlustwinkel von  $0^\circ$ . Ein Verlustwinkel der grösser ist als  $0^\circ$  führt zu Verlustwiderständen die in Serie zu den idealen Induktivitäten und Kapazitäten gerechnet werden.

Dagegen hat ein idealer elektrischer Widerstand einen Verlustwinkel von  $90^\circ$ . Er besitzt keine kapazitiven oder induktiven Blindanteile.

In der technisch realisierbaren Elektronik gibt es jedoch keine idealen Bauteile. Die Verluste sind zudem stark frequenzabhängig.

Der Verlustwinkel  $\delta$  lässt sich über die komplexe Impedanz  $\underline{Z}$  oder über die Phasenverschiebung  $\varphi$  zwischen Strom  $\underline{I}$  und Spannung  $\underline{U}$  des Bauteils berechnen:

$$\delta = \arctan \frac{\operatorname{Re} \underline{Z}}{\operatorname{Im} \underline{Z}} \quad (96)$$

$$\delta = 90^\circ - |\varphi| \quad (97)$$

Die realen Ersatzschaltbilder von Spulen und Kondensatoren berücksichtigen die Verluste mit einem Widerstand  $R$ . Die beiden Gleichungen 98 und 99 zeigen die Verlustfaktoren an einer Spule  $L$  und an einem Kondensator  $C$ :

$$\tan \delta = \frac{R}{\omega L} \quad (98)$$

$$\tan \delta = R\omega C \quad (99)$$

In diesem Zusammenhang soll auch die komplexe Permittivität  $\epsilon$  genannt werden:

$$\epsilon = \epsilon_0(\epsilon' - j\epsilon'') = \epsilon_0\epsilon' \left(1 - j\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right) \quad (100)$$

In der Gleichung 100 kommt das Verhältnis  $\frac{\epsilon''}{\epsilon'}$  vor. Das Verhältnis ist klein für gute Dielektrika, welche über einen weiten Frequenzbereich annähernd konstant sind. Das Verhältnis von der Wechselstrom Permittivität  $\epsilon'$

und des dielektrischen Verlustfaktor  $\varepsilon''$  ergibt den Verlustwinkel  $\tan \delta$  [10].

$$\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \tan \delta \quad (101)$$

### 3.2.1 Verwendung einer Dipolantenne in der „Connect 1“ Serie

Eine symmetrisch gespiesene Halbwellenantenne, ist eine einfach zu produzierende Antenne. Halbe Wellenlänge als strahlende Leiterlänge bedeutet etwas weniger als  $\lambda/2 = 0.006m$  Strahlerlänge. Ein Dipol mit der Länge von 6 cm ist im Schlitz zwischen der Hauptplatine und dem Aussengehäuse des „Connect 1“ unterzubringen. Das bedeutet, dass die Antenne von sehr viel ABS Kunststoffmaterial umgeben ist. Dieses Material ist elektrisch nicht leitend und nicht magnetisch. Alle Dipolantennen sind in ihrem unmittelbaren Umfeld starke E Feld Strahler. Die Materialeigenschaften von ABS Kunststoff führen mit einem  $\varepsilon_r$  von ca. 4.2[As/Vm] bei 2.4 GHz zu einer erheblichen Energiespeicherung im reaktiven Nahfeld der Antenne. Das führt wiederum zu einer Abweichung der idealen Antennenimpedanz. Die Veränderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit bringt ein Detuning der Antenne mit sich.

Das Abstrahlverhalten einer Dipolantenne ist  $\theta$  abhängig. Der Richtfaktor oder auf englisch *directivity* D genannt, ist bei Dipolantennen wie in Formel 24 gezeigt und entspricht 1.64dBi. Der Richtfaktor vergleicht die Leistungsdichte in der stärksten Abstrahlrichtung, mit der Leistungsdichte eines isotropen Kugelstralers bei gleicher totaler abgestrahlter Leistung. Da die Dipolantenne in der Längsausrichtung des „Connect 1“ Geräts untergebracht wird, ergibt sich eine theoretische Nullstelle des elektromagnetischen Feldes in der Verlängerung der Antennenstruktur.

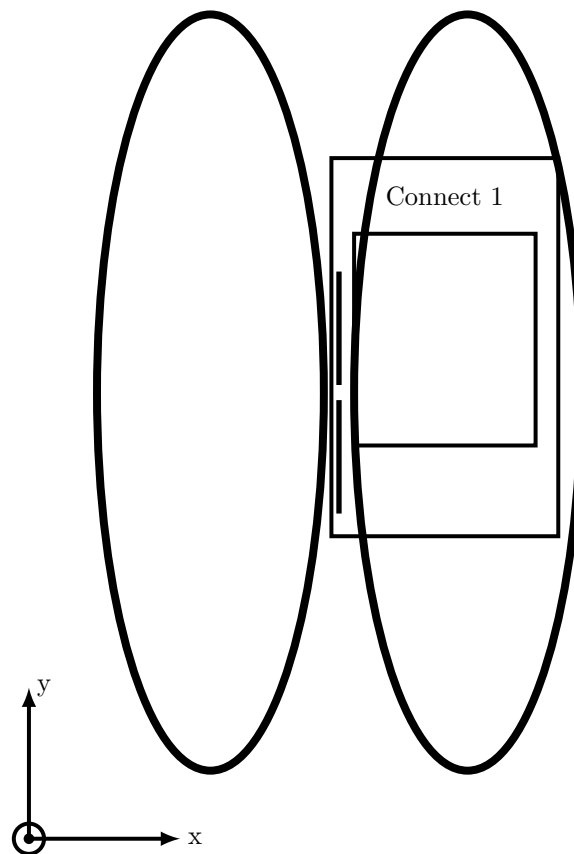


Abbildung 29: Nullstelle des Elektromagnetischen Feld in der xy Ebene bei  $z = 0$  in der Verlängerung der Antenne

Die Abbildung 29 zeigt schematisch die Feldausbreitung einer Dipolantenne, die sich in einer Lücke des Geräts befindet. Es kommt zu einer Nullstelle in der Längsausrichtung der Antenne. Die Abbildung 29 zeigt das elektromagnetische Feld bei  $\theta = 90^\circ$ . Es zeigt einen ebenen Schnitt auf der Höhe  $x=0$ .

Die selbe Situation aber aus einer anderen Perspektive auf das „Connect 1“ Gerät zeigt die Abbildung 30. Eine die Elektromagnetischen Feldlinien bilden Kreise radial um die Dipolstäbe. Die Abbildung 30 zeigt das Feld bei  $y=0$ . Diese Felddarstellung beschreibt das Feld in der  $xz$  Ebene.

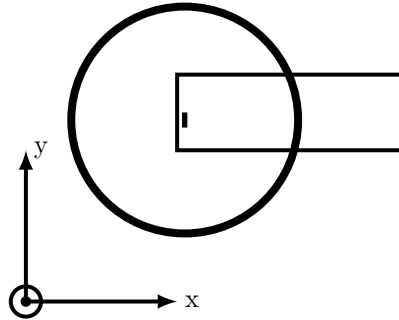


Abbildung 30: Elektromagnetisches Feld in der  $xz$  Ebene bei  $y = 0$

Der Strahlungswiderstand des  $\lambda/2$  Dipols entspricht wie aus der Gleichung 26 zu entnehmen ist 73 Ohm. Dies ist ein theoretischer Wert. Technisch realisierbare Halbwellendipole haben einen Strahlungswiderstand  $R_{rad}$  kleiner als 70 Ohm. Zudem kommt ein von der Geometrie der Antenne abhängige Reaktanz  $X_{ant}$  hinzu. Der Strahlungswiderstand von ca. 70 Ohm kommt auch nur im Freiraum zustande. Die Reaktanz  $X_{ant}$  und der Strahlungswiderstand  $R_{rad}$  sowie der Verlustwiderstand  $R_v$  ergeben die Antennenimpedanz. Diese wird  $Z_{ant}$  genannt. Dieser Zusammenhang ist in der Abbildung 31 gezeigt. Die in der Abbildung 31 gezeigte  $X_{ant}$  weist einen negativen Imaginärteil auf. Deshalb ist  $X_{ant}$  in Form eines Kondensators gezeichnet.

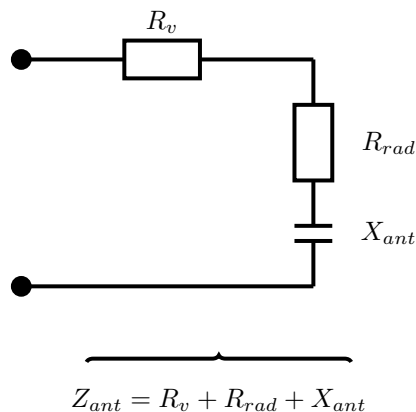


Abbildung 31: Ersatzschaltbild einer Antenne mit  $Z_{ant}$

### 3.2.2 Simulationen eines Halbwellen Dipol

Das Volumen, in dem eine Bluetooth Antenne untergebracht werden kann, ist in Kapitel 3.1 beschrieben. Das zur Verfügung stehende Volumen von 55 x 3.5 x 10 mm (L x B x H) wurde bei den Simulationen berücksichtigt. Für die Simulationen wurden grosse Vereinfachungen getroffen.

Der ABS Kunststoff ist mit einem  $\epsilon_r$  von 4.3 und einem Verlustwinkel von 0.02 simuliert. Diese Werte wurden als Frequenzunabhängig angenommen. Als Antennenstäbe wurde ein Kupferdraht mit einem Radius  $r = 1.12\text{mm}$  verwendet. Das Kupfer hat eine Leitfähigkeit von  $\kappa = 58E6[1/\Omega m]$ . Die Länge der beiden Antennenarme ist je 25mm. Für die Quelle wurde eine Lücke von 2.45mm ausgespart. Die Quelle ist als 50 Ohm reell definiert. Das Gehäuse, die Elektronik, der Akku und das Display wurden in dieser Simulationsreihe nicht berücksichtigt. Es wurden drei Simulationen durchgeführt.

1.  $\lambda/2$  Dipol im Freiraum
2.  $\lambda/2$  Dipol mit angrenzendem ABS Stück
3.  $\lambda/2$  Dipol eingeklemmt zwischen zwei ABS Stücken

Die Abbildung 32 zeigt das  $S_{11}$  Diagramm eines Dipols im Freiraum. Die Resonanzfrequenz ist bei 2.42 GHz abgestimmt und es resultiert eine Return Loss Dämpfung von -16.1dB. Die -10dB Bandbreite beträgt 300 MHz. Das zu dieser Freiraumsimulation gehörende Smith Diagramm zeigt in der Abbildung 33 bei der Resonanzfrequenz einen Widerstand von 68.6 Ohm reell. Das ist nahe dem in der Theorie und mit der Formel 26 gezeigten Wert von 73 Ohm. Das Smith Diagramm zeigt weiter einen kapazitiven Imaginärteil von  $-j4\Omega$ . Da die Anpassung an die Quellenimpedanz von reell 50 Ohm gut stimmt, wird eine hohe Abstrahleffizienz von  $\eta = 97.5\%$  erreicht.

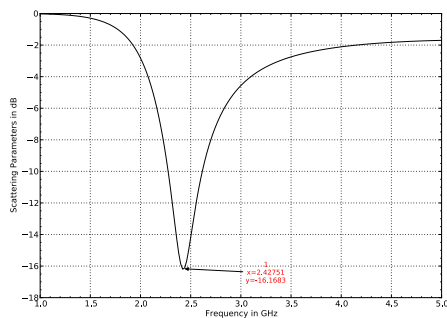


Abbildung 32:  
S11 Diagramm  
eines Dipols in Freiraum

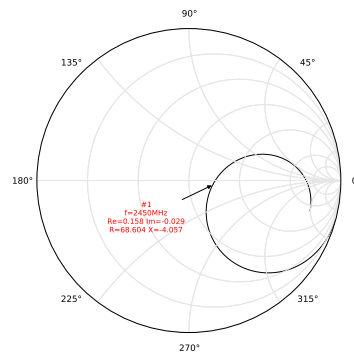


Abbildung 33:  
Smith Diagramm eines Dipols im Freiraum

In der Abbildung 34 wird das  $S_{11}$  Diagramm eines Dipols mit einem ABS Kunststoffstück im Nahfeld gezeigt. Das ABS Stück hat die Masse: 100 x 2 x 30 mm (L x B x H). Es ist direkt an die Antennenstäbe angrenzend. Die dielektrischen Verluste zeigen sich im Detuning der Resonanzfrequenz in der Abbildung 34. Der maximale  $S_{11}$  Wert liegt nun 400 MHz tiefer bei 2.04 GHz. Der maximale  $S_{11}$  Wert bei dieser Frequenz beträgt nun -20.79 dB. Die -10dB Bandbreite beträgt 340 MHz.

Das Smith Diagramm in Abbildung 35 zeigt die Fehlanpassung. Bei der Wunschfrequenz von 2.45 GHz entspricht der Realteil der Antennenimpedanz 141 Ohm und der Imaginärteil ist mit  $+j39$  Ohm induktiv.



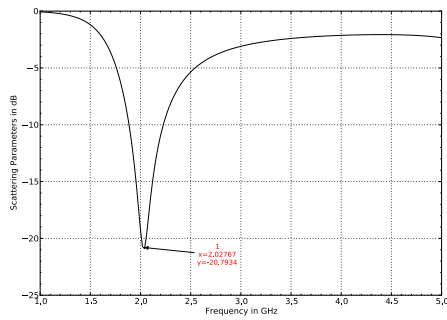


Abbildung 34:  
S11 eines Dipols mit  
angrenzendem ABS Stück

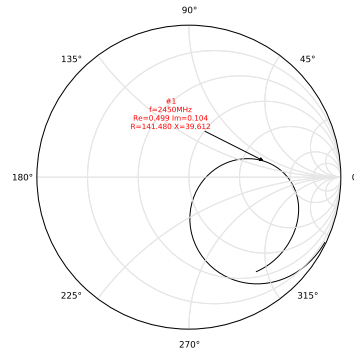


Abbildung 35:  
Smith Diagramm eines Dipols mit angrenzen-  
dem ABS Stück

Die dritte Simulation zeigt das  $S_{11}$  und das Smith-Diagramm der Antenne. Diese liegt zwischen zwei ABS Kunststoffstücken. Es zeigt sich dasselbe Verhalten wie bei der Simulation mit nur einem ABS Stück. Die Resonanzfrequenz sinkt weiter ab. Sie liegt neu bei 1.82 GHz und ist somit 180 MHz tiefer. Die Abbildung 36 zeigt weiter, dass die Antenne immer schmalbandiger wird. Die -10dB Bandbreite beträgt 320 MHz. Das Smith-Diagramm in der Abbildung 37 zeigt eine erhebliche Fehlanpassung an die Referenzquelle. Die Abstrahleffizienz  $\eta$  liegt bei 59.6%.

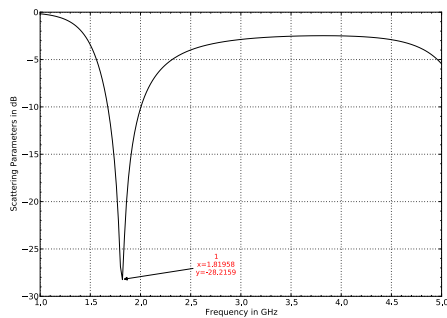


Abbildung 36:  
S11 eines Dipols zwischen  
zwei ABS Stücken

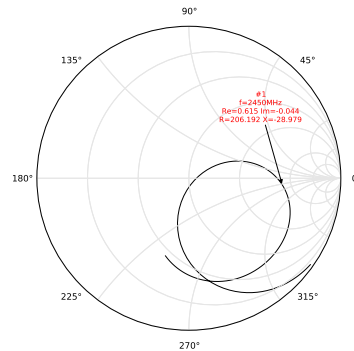


Abbildung 37:  
Smith-Diagramm eines Dipols zwischen zwei  
ABS Stücken

Diese drei Simulationen zeigen auf, wie sich die Abstrahleffizienz  $\eta$  reduziert, wenn die Antennen nicht mehr auf die Quellimpedanz abgestimmt sind. Weiter zeigt es das Detuning durch die im Nahfeld der Antenne existierenden Kunststoffe. Der Kunststoff im Nahfeld der Antenne hat dieselbe Wirkung auf die Resonanzfrequenz wie das Verlängern der Strahlerlänge. Das bedeutet, die Resonanzfrequenz  $f_r$  sinkt. Das kommt von der sinkenden  $v_p$  in der Antennenstruktur. Die beiden Kunststoffstücke haben eine Verschiebung des maximalen  $S_{11}$  Werts von 600 MHz verursacht. Das bedeutet die  $v_p$  muss um 25% kleiner sein als  $c_0$ . Die dreidimensionale „EM Far Field“ Darstellungen der drei Simulationen zeigen unabhängig vom Kunststoff dasselbe Abstrahlverhalten. Sie zeigen alle drei einen Torus um die Antenne mit Nullstellen in der Verlängerung der Dipolausrichtung. Die Antennenimpedanz  $Z_{ant}$  bewegt sich in dem aus der Theorie bekannten Bereich. Der  $R_{rad}$  war bei den drei Versuchen zwischen (68-j4) Ohm und (208-j28) Ohm. Die Anpassung an die reelle 50 Ohm Quelle zeigt immer noch eine Abstrahleffizienz von  $\eta_{rad}$  von ca. 69% bis 97%.

### 3.3 Loop Antenne

Magnetische Antennen sprechen nur auf die magnetischen Feldlinien des elektromagnetischen Feldes an. Deshalb werden sie magnetische Antennen genannt. Sie sind nicht magnetisch. Nur in unmittelbarer Nähe der Antenne ist ein starkes magnetisches Feld vorhanden und bereits nach  $2\lambda$  Wellenlänge ist ein starkes elektrisches Feld vorhanden. Die magnetischen Feldlinien treten bei magnetischen Antennen senkrecht durch die Loop-Fläche hindurch. Für maximalen Empfang muss deshalb die Schmalseite der magnetischen Antenne in Richtung eines Dipolenders zeigen.

#### 3.3.1 Elektromagnetische Wellenabstrahlung von Loop Antennen

An dieser Stelle werden die wesentlichen Abstrahleigenschaften und Zusammenhänge der Loop Antenne erläutert. Bei einer Loop Antenne ist der Ursprung der Wellenausbreitung ein magnetischer Dipol. Eine genaue Schilderung des Zusammenhangs des kreisförmigen Stromes und der Wellenausbreitung ist im Kapitel 2.3 erläutert.

Elektromagnetische Wellen können von einem schwingenden magnetischen Dipol abgestrahlt werden. Analog zum Hertzschen Dipol befindet sich im Koordinatenursprung ein magnetischer Dipol der Länge  $dz \ll \lambda$ , welcher mit einem konstanten Strom  $I^m = \text{constant}$  durchflossen wird. Das magnetische Dipolmoment beträgt somit:

$$\mathbf{m} = I^m dz \mathbf{e}_z \quad (102)$$

Äquivalent dazu kann man sich eine mit einem Strom  $I$  durchflossene, kreisförmige Schleife mit Radius  $a \ll \lambda$  vorstellen, die eine Magnetisierung  $\mathbf{M}$  hervorruft:

$$I^m dz \mathbf{e}_z = j\omega\mu_0 I \pi a^2 \quad (103)$$

Dieser Fall wird als Rahmenantenne bezeichnet und ist in Abbildung 5 dargestellt. Aus der Lösung der Maxwell'schen Gleichungen mit Hilfe des elektrischen und magnetischen Vektorpotentials kann man die Felder der Rahmenantenne bestimmen. Sie weisen die folgenden Transversalkomponenten  $\mathbf{E}_\varphi$  bzw.  $\mathbf{E}_\vartheta$  im Fernfeld auf:

$$\mathbf{E}_\varphi = Z_0 \frac{(ka)^2 I_0}{4} \sin \vartheta \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{e}_\varphi \quad (104)$$

$$\mathbf{E}_\vartheta = \frac{(ka)^2 I_0}{4} \sin \vartheta \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{e}_\vartheta \quad (105)$$

Es wird festgestellt, dass die Felder nur vom Strom und der Fläche abhängig sind und nicht von der Form der Antenne. Die Rahmenantenne besitzt einen sehr kleinen Strahlungswiderstand, der durch die Formel 106 beschrieben wird. Auf den gleichen Wert kommt man, wenn die Formel 41 aus dem Kapitel 2.5 verwendet wird.  $S$  ist die Schleifenfläche und  $K$  kann als  $2\pi/\lambda$  angenommen werden.

$$R_s = \frac{2Ps}{|I|^2} = Z_0 \frac{\pi}{6} (k^2 a^2)^2 = Z_0 \frac{2\pi}{3} \left( \frac{kS}{\lambda} \right)^2 \quad (106)$$

So beträgt z.B. der Strahlungswiderstand für eine kreisförmige Schleife mit Radius  $a = \lambda/25$  der  $R_s = 0,788\Omega$ .

#### 3.3.2 Halbwellen Loop Eigenschaften

Der Loop als strahlendes Element besitzt dasselbe Ersatzschaltbild wie eine Dipolantenne. Seine strahlenden Eigenschaften sind jedoch nicht die Gleichen. Der Strahlungswiderstand  $R_{rad}$  kann mit der Formel 41 aus Kapitel 2.5 berechnet werden. Für eine Loop Antenne der Länge  $l = \frac{\lambda}{2}$  findet man  $R_{rad} = 12.3\Omega$ . Für einen Loop der Länge  $l = \frac{\lambda}{2}$  kann mit der Gleichung 107 ein Wert für  $X = 637\Omega$  gefunden werden. Um  $X$  zu berechnen wurde ein Loop Radius  $a$  von 1cm und als Leiterdurchmesser 0.5mm verwendet. Das führt zu einem Kreisumfang von  $U = D\pi = 2a\pi = \lambda/2$ . Als Permeabilität  $\mu$  für Kupfer wurde der Wert  $1.256E^{-10}$  verwendet.

$$X = 2\pi f a \left( \ln \left( \frac{8a}{p} \right) - 1.75 \right) \quad (107)$$

Aufgrund der engen Platzverhältnisse die für das Antennenvolumen herrschen, kann keine runde Loop Antenne umgesetzt werden. Loop Antennen können in den unterschiedlichsten Formen realisiert werden. Man findet sie

ist dieser Text richtig

als Rechtecke, Oktagone, oder als Dreiecke. Oft wird ein Rahmen gefertigt und auf diesen werden mehrere Windungen  $n$  aufgebracht. Für alle Antennenformen gilt, dass die Klemmenspannung am unbelasteten Fusspunkt der Antenne von der zeitabhängigen magnetischen Flussänderung durch die Antennenfläche induziert wird.

$$V_{ol} = j\omega\Psi_m = j\omega\mathbf{B} * \mathbf{s} = j\omega\mu H_z * \pi a^2 \quad (108)$$

$$H_z = H^i \cos \psi \sin \theta_i \quad (109)$$

Zu den Formeln 108 und 109:

$\Psi_m$  ist der magnetische Fluss

$\vartheta_i$  und  $\varphi_i$  sind die Winkel im Kugelkoordinatensystem abhängig von der durch die Loopfläche tretenden Wellen. Die Formgebung muss im freien Volumen, welche im Kapitel 3.1 beschrieben ist, Platz finden. Dies führt zu einem langen, flachen Loop. Die Form erinnert stark an jene eines Faltdipols. Die Abbildung 38 zeigt eine Loop Antenne die das freie Volumen zwischen der Elektronik des Gerätes und der Seitenwand nutzt.

Ein gefalteter Dipol hat in etwa dasselbe Abstrahlverhalten wie ein Halbwellen Dipol. Der Strahlungswiderstand ist beinahe ca. 280 Ohm.

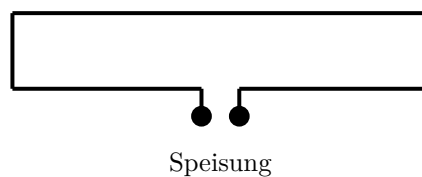


Abbildung 38: Flach gestauchte Loop Antenne

Da die Loopantenne nicht in der Mitte gespeist wird, ist die Stromverteilung an den Oberflächen anders als xxxxxxxxxxxxxx xxxx. Bei einer Loopantenne soll aufgrund des im Nahfeld dominierenden starken Magnetfeld, keine Energie im umgebenden Kunststoff gespeichert werden. Dennoch kommt es bei den Loop Antennen wie bei den Dipolantennen zu einer Pv die nicht abgestrahlt wird. Wie beim Dipol pendelt bei jeder Schwingung ein Teil der Feldenergie um die Antenne. Diese wird nicht abgestrahlt. Diese magnetische Energie baut sich bei jeder Schwingung um den Strahler auf und induziert beim Rückgang einen Strom in der umgekehrten Richtung in der Antenne. Das allgemeine Ersatzschaltbild 39 einer Antenne sieht nur den  $R_v$ , den  $R_{rad}$  und ein  $X_{ant}$  vor.  $Z_{ant}$  sagt nichts darüber aus, ob die Antenne eher induktiv oder kapazitiv ist. !!!!!der Muss überarbeitet werden!!!!!!

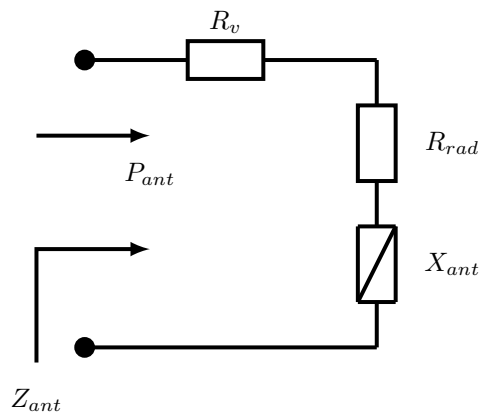


Abbildung 39: Allgemeines Ersatzschaltbild einer Antenne

### 3.3.3 Verwendung einer Loop Antenne in der „Connect 1“ Serie

Beim Einsatz einer magnetischen Antenne als Bluetooth Antenne in der "Connect 1" Serie. Da das vorgesehene Antennenvolumen lang und schmal ist, kann keine runde Schleife als Loop dienen. Stattdessen könnte ein langer

Loop zwischen dem Gehäuse und der Hauptplatine untergebracht werden. Loopantennen sind in ihrem Nahfeld stark induktiv. Nach einem Abstand von mehr als  $2\lambda$  sind die E und H Feldvektoren etwa gleichlang, in Phase und rechtwinklig zueinander. Als ebene Welle wird die Antennenleistung in Form von Wirkleistung in Transversalrichtung von der Quelle abgestrahlt.

Um den Einfluss der "Connect 1" Geräte auf die Feldausbreitung der Loop Antenne abzuschätzen, kann das Antenne Ersatzschaltbild 39 betrachtet werden. Ein effizientes Abstrahlen der Antennenleistung ist möglich, wenn:

- a) die Antenne an die Quelle angepasst ist
- b)  $R_{rad}$  gegenüber  $R_v$  gross ist

Die Anpassung einer Loop Antenne ist aufgrund der Antennenimpedanz ohne Anpassungsnetzwerk sehr schwer zu erreichen. Für alle Antennenformen gilt: wenn die Anpassung an die Quelle eine grosse Abweichung zeigt, dann ist der Return Loss sehr klein. Das bedeutet der  $S_{11}$  Wert ist sehr klein. Daher erreicht nur ein kleiner Teil, der für die Antenne bestimmten Leistung, den Strahlungswiderstand und kann abgestrahlt werden. Das Verhältnis von  $R_{rad}$  zu  $R_v$  wirkt sich auf die Abstrahleffizienz  $\eta_{rad}$  der Antenne aus.

### 3.3.4 Simulationen einer Lambda/2 Loop Antenne

Um das Abstrahlverhalten und die Einwirkungen von Kunststoff im Nahfeld aufzuzeigen, werden die folgenden Abbildungen genauer erläutert. Die erste Simulation zeigt eine Loop Antenne im Freiraum. Als Simulationsmodell wurde keine runde Stromschleife verwendet, sondern ein langer, schmaler Loop. Die Länge des Loop entspricht  $\lambda/2$  der Bluetooth Zielfrequenz von 2.45 GHz. Die Antennenstruktur wird von einer Quelle mit 50Ohm Innenwiderstand getrieben. Als Antennenstruktur wurden rechteckige Kupfer Quader mit einer Dicke von 1mm verwendet.

Die Resonanzfrequenz ist in der Abbildung 40 gezeigt. Sie liegt bei dieser Simulation bei 5.84GHz. Die Antenne zeigt als -3dB Grenze eine Bandbreite von 66kHz. Bei 5.84GHz zeigt die Antenne einen  $S_{11}$  Wert von mehr als -25dB.

Das Smith Diagramm in Abbildung 41 zeigt die Fehlanpassung auf. Der Realteil der Antenne liegt bei 2721 Ohm und der Imaginärteil bei 6225 Ohm. Deshalb ist der Frequenzpunkt von 2.45GHz beim rechten Ausgangspunkt des Smith-Diagramm. Dieser Punkt steht für eine  $\infty$  Impedanz. Dies führt zu einer total Reflexion. Der Reflexionsfaktor  $\Gamma$  ist 1. Die vom EMPIRE XPU berechnete Abstrahleffizienz ist 1%.

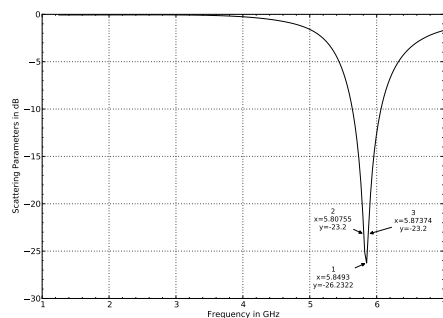


Abbildung 40:  
S11 Diagramm  
einer  $\lambda/2$  Loop Antenne  
im Freiraum

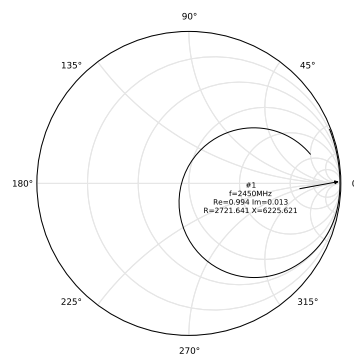


Abbildung 41:  
Smith Diagramm  
einer  $\lambda/2$  Loop Antenne  
im Freiraum

Die Simulationen der Dipolantenne haben eine erhebliche Einwirkung des ABS Kunststoff auf die Resonanzfrequenz gezeigt. Da die Loopantenne in ihrem Nahfeld ein starkes Magnetfeld zeigt und der elektrisch nicht leitende ABS Kunststoff nicht magnetisch ist, soll dieser keine grosse Wirkung auf die Resonanzfrequenz zeigen.

Die Abbildung 42 zeigt das  $S_{11}$  Diagramm derselben Loopantenne. Es wird wie bei den Simulationen der Dipolantenne ein ABS Kunststoffstück direkt an die Antenne gelegt. Das ABS Stück hat die Masse  $100 \times 30 \times 2$  mm (L x B x H). Die Abmessungen und die Simulationseigenschaften sind dieselben wie bei den Dipolsimulationen.

Die Abbildung 42 und 43 zeigen jedoch eine Resonanzfrequenz, die um mehr als  $1430\text{MHz}$  auf  $4.41\text{GHz}$  gefallen ist. Ebenfalls ist die Antenne etwas weniger schmalbandig. Die  $-3\text{dB}$  Bandbreite ist auf  $210\text{kHz}$  gestiegen. Weiter ist der  $S_{11}$  Wert auf  $-15.4\text{dB}$  gesunken.

Die Abbildung 43 zeigt das Smith-Diagramm. Daraus ist ebenfalls ersichtlich, dass die Antenne für die Frequenz  $2.45\text{GHz}$  nicht mehr einen Unterbruch darstellt. Die Abstrahleffizienz ist immer noch unter  $3\%$ .

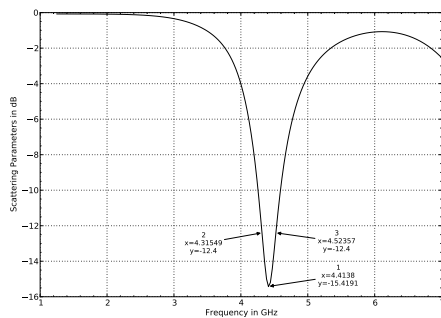


Abbildung 42:  
S11 Diagramm  
einer  $\lambda/2$  Loop Antenne  
mit einem ABS Stück im Nahfeld

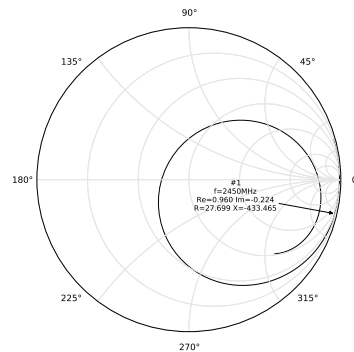


Abbildung 43:  
Smith Diagramm  
einer  $\lambda/2$  Loop Antenne  
mit einem ABS Stück im Nahfeld

Die Simulationen der Loopantenne mit ABS Kunststoff im Nahfeld zeigt, dass der Kunststoff Auswirkungen auf die Resonanzfrequenz in ähnlicher Weise wie bei einer Dipolantenne zeigt.

Die Dipolantenne wird nun zwischen zwei gleich grossen ABS Kunststoffstücken eingeklemmt. Die Antennenanordnung bleibt dieselbe. Abbildung 44 zeigt, dass die Resonanzfrequenz weiter sinkt. Sie liegt neu bei  $4.3\text{GHz}$ . Die  $-3\text{dB}$  Bandbreite beträgt  $270\text{MHz}$ . Der  $S_{11}$  Wert zeigt  $-13.2\text{dB}$ .

Das Smith Diagramm in Abbildung 45 zeigt einen Antennenwiderstand von  $24\text{Ohm}$  und einen kapazitiven Anteil von  $379\text{Ohm}$ . Die Simulationen der Loopantenne mit ABS Kunststoff im Nahfeld zeigt, dass der Kunststoff Auswirkungen auf die Resonanzfrequenz in ähnlicher Weise wie bei einer Dipolantenne zeigt.

Die Dipolantenne wird zwischen zwei gleich grosse ABS Kunststoffstücke eingeklemmt. Die Antennenanordnung bleibt dieselbe. Abbildung 44 zeigt dass die Resonanzfrequenz weiter sinkt. Sie liegt neu bei  $4.3\text{GHz}$ . Die  $-3\text{dB}$  Bandbreite beträgt  $270\text{MHz}$ . Der  $S_{11}$  Wert zeigt  $-13.2\text{dB}$ .

Das Smith Diagramm in Abbildung 45 zeigt einen Antennenwiderstand von  $24\text{Ohm}$  und einen kapazitiven Anteil von  $379\text{Ohm}$ .

### 3.3.5 Simulationen einer Loop Antenne mit mehreren Schleifen

Im vorhergehenden Abschnitt Kapitel 3.3.4 sind anhand eines einfachen Modells die Eigenschaften einer Loopantenne mit umliegendem Kunststoff gezeigt. Der Effekt des Kunststoffes war grösser als erwartet. Es ist ein Detuning wie bei einer Dipolantenne feststellbar. Dass das Detuning auch Chancen bildet, zeigen die drei folgenden Simulationen der Abbildungen von 46 bis 51. Es wurde immer dieselbe Antennenstruktur simuliert. Diese ist ähnlich wie eine RFID Spule aufgebaut. Drei lange, flache Schleifen sind ineinander gedreht. Die Äusserste ist nicht Höher als  $10\text{mm}$  und die Länge beträgt nicht mehr als  $55\text{mm}$ . Die Simulation wurde drei mal durchgeführt. Die erste zeigt die Antenne im Freiraum, die zweite zeigt das Resonanzverhalten mit einem ABS Stück im Nahfeld und bei der dritten Simulation ist die Antennenstruktur zwischen zwei ABS Kunststoffstücken ersichtlich. Wie zu erwarten war, sinkt die Resonanzfrequenz mit dem Kunststoff im Nahfeld.

Mit einem Stück ABS ein simpler Lambda /2 Loop

Mit 2 ABS Stücken in der Nähe

Ein Fazit aus den Simulationen der Loop Schleifen mehrfach gefaltet.

Beschreib  
der Simu-  
lation

Beschreib  
der Simu-  
lation

Fazit aus  
den Loop  
Messunge

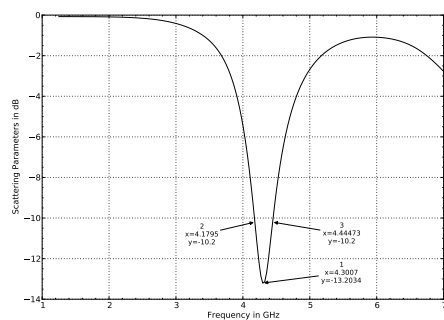


Abbildung 44:  
S11 Diagramm  
einer  $\lambda/2$  Loop Antenne  
mit zwei ABS Stücken im Nahfeld

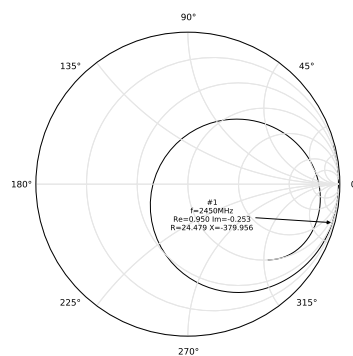


Abbildung 45:  
Smith-Diagramm  
einer  $\lambda/2$  Loop Antenne  
mit zwei ABS Stücken im Nahfeld

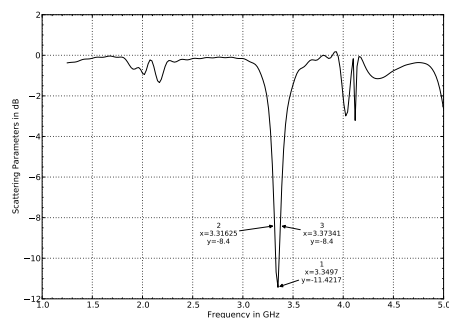


Abbildung 46:  
S11 Diagramm  
einer Loop Antenne  
im Freiraum

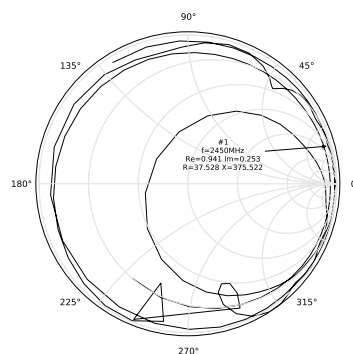


Abbildung 47:  
Smith-Diagramm  
einer Loop Antenne  
im Freiraum

### 3.4 Nutzwertanalyse Antennen Eigenschaften

Beschreib

Kriterium	$g$ %	Dipol $\lambda/2$		Loop $\lambda/2$		Loop	
		$N$	$N \cdot g$	$N$	$N \cdot g$	$N$	$N \cdot g$
Antennengüte Q	25	2	0.5	5	1.25	5	1.25
Impedanz	15	3	0.45	4	0.6	5	0.75
vvvv	20	1	0.2	4	0.8	5	1
Richtcharakteristik	20	1	0.2	6	1.2	6	1.2
Relative Bandbreite	5	3	0.15	6	0.3	5	0.25
Materialaufwand	5	6	0.3	4	0.2	6	0.3
Kosten	10	4	0.4	6	1.2	6	1
Gesamt	100		2.2		5.55		5.75

Tabelle 2: Nutzwertanalyse für symmetrische Antenne

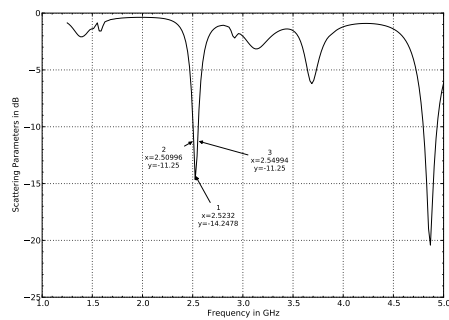


Abbildung 48:  
S11 Diagramm  
einer Loop Antenne  
mit einem ABS Stück im Nahfeld

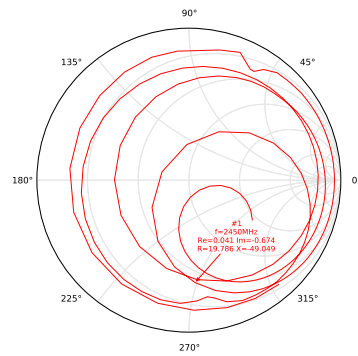


Abbildung 49:  
Smith-Diagramm  
einer Loop Antenne  
mit einem ABS Stück im Nahfeld

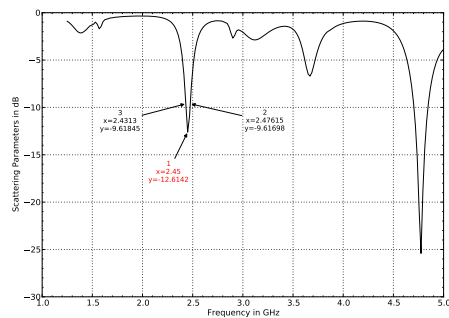


Abbildung 50:  
S11 Diagramm  
einer Loop Antenne  
mit zwei ABS Stücken im Nahfeld

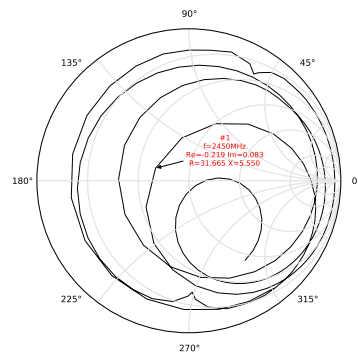


Abbildung 51:  
Smith Diagramm  
einer Loop Antenne  
mit zwei ABS Stücken im Nahfeld

## 4 Design

### 4.1 Anforderungen

Das Design des Antennensystems wird für einen Anwendungsfall im Freiraum dimensioniert. Die Distanz zwischen Sender und Empfänger soll 10 Meter betragen. Das Übertragungsmedium ist Luft, kann aber idealisiert als Vakuum angenommen werden. Das System soll isotrop abstrahlen und der Gewinn der Empfangsantenne kann mit einem Faktor 1 angenommen werden. Die Antenne soll symmetrisch gespeist werden und im 2.4 GHz ISM Band arbeiten. Als Quelle dient ein Bluetooth Low Energie Texas Instruments CC2541 Chip mit 0 dBm als Sendeleistung. Als Designkriterien wird eine  $S_{11}$  Dämpfung von -10 dB mit einer Bandbreite von mindestens 100 MHz gefordert und eine Reserve von 6 dB soll in das Linkbudget eingerechnet werden. Die Abbildung 52 zeigt die wesentlichen Punkte der Designanforderungen.

### 4.2 Design mit bekannten Modellen

Die in der „Connect 1“ geforderte symmetrische Bluetooth Antenne soll platzsparend im Inneren des Gerätes positioniert sein. Aus diesem Grunde wird eine gedruckte Dipolantenne entworfen. In kleinen elektronischen Geräten sind auf eine Leiterplatte oder auf einem selbstklebenden Kunststoffstreifen gedruckte Antennen von

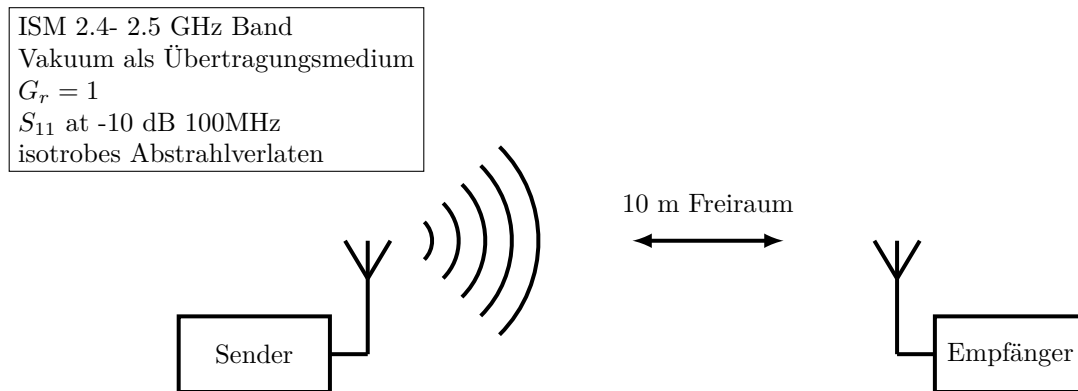


Abbildung 52: Design Ausgangslage

Nr.	Anforderung	Beschreibung	Wert
001	f	ISM Frequenzbereich	2.4-2.5 GHz
002	f	Handgerät lxbxh	142x88x23 [mm]
003	f	Speisung des Antennensystems	symmetrisch
004	f	Reflexionskoeffizient der Antenne at -10B	100 MHz
005	f	Funkdistanz, Arbeitsradius	10m
006	f	Linkbudget Reserve	6dB

Tabelle 3: Anforderungen an das Bluetooth Antennensystem

grossen Interesse. Die auf einer Leiterplatte oder einer Folie gedruckten Antennen haben den Vorteil, dass sie sehr kompakt und günstig zu produzieren sind. Zudem sind die Signalwege vom Sende- und Empfangschip zur Antenne sehr kurz. Trotz eines simplen Antennendesign haben Dipolantennen und Monopolantennen ein annähernd isotropes Abstrahlverhalten. Sie sind viel verbreitete Sende- und Empfangsantennen für tragbare Geräte.

Auf Grund ihrer simplen und kostengünstigen Herstellung sind auf einer Leiterplatte gedruckte Antennen sehr beliebt. Es entstehen nur geringe Kosten, weil die Antenne auf demselben PCB wie die gesamte Gerätelektronik gefertigt wird. Dies geschieht im selben Arbeitsgang der Print Fertigung. Die Anpassung und die strahlenden Antennenelemente sind ebenso Teil der Leiterplatte wie die Elektronikbauteile des Prints. Für ein System, bei dem ein isotropes Abstrahlverhalten gefordert ist, wie es in tragbaren Geräten oft der Fall ist, kommen oft Stabantennen zum Einsatz. Um eine gute Abstrahlleistung der Antenne zu erhalten, ist ein  $\lambda/2$  Dipol ein guter Ansatz. Dabei erfordert es, dass die effektive mechanische Länge des Dipols etwas weniger als eine halbe Wellenlänge beträgt. Dies kann auf den Verkürzungsfaktor zurückgeführt werden. Ein guter Ansatz ist 0.47 mal die Wellenlänge. Zur Berechnung der Länge des in Resonanz betriebenen Dipols kann die Gleichung 110 herangezogen werden.

$$L = 2l = 0.47\lambda = 0.47 \frac{v}{f} \quad (110)$$

Wobei  $v$  die tatsächliche Ausbreitungsgeschwindigkeit der Elektronen in den Dipol Radials ist. Diese Geschwindigkeit  $v$  hängt von der effektiven dielektrischen Konstante der Umgebung ab. Die effektive Impulsgeschwindigkeit der Elektronen kann mit der Gleichung 111 berechnet werden.

$$v = \frac{c}{\varepsilon_{eff}} \quad (111)$$

Wobei  $c$  die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum und  $\varepsilon_{eff}$  die effektive Dielektrizitätskonstante des umgebenden Mediums ist. Die effektive Dielektrizitätskonstante, einer auf ein Substrat gedruckte Antenne, ist von der Geometrie und dem Dielektrikum des Substrats abhängig. Die Berechnung der effektiven Dielektrizitätszahl für eine

Quelle



schmale Kupferspur kann aus der Gleichung 112 entnommen werden.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (112)$$

Wobei  $h$  die Dicke des Substrats,  $w$  die Breite des Spuren und  $\varepsilon_r$  die relative Dielektrizitätskonstante des Substrats ist.

### 4.3 Design Ansatz $\lambda/2$ Dipolantenne

Unter Verwendung der in Kapitel 5 eingeführten Gleichungen 110 soll eine Dipolantenne für die Frequenz 2.45 GHz entworfen werden. Die Antenne wird symmetrisch gespeist. Die Antenne wird auf eine Leiterplatte gedruckt. Als Substrat des Antennenprints kommt eine Standard- FR-4 PCB mit einem geschätzten  $\varepsilon_r$  von 4.3 bei 1GHz und einer Substratdicke von 1,5 mm zum Einsatz. Die Dicke der Kupferschicht beträgt 35  $\mu m$ . Die Leiterbahnbreite für die Radials wird als 1mm breit definiert.

Wird die relative Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r$  in die Gleichung 112 eingesetzt, so kann eine effektive Dielektrizitätszahl  $\varepsilon_{eff}$  von xxxx berechnet werden.

Setzt man die effektive Dielektrizitätszahl  $\varepsilon_{eff}$  von xxxxx in die Gleichung der Elektronengeschwindigkeit aus der Formel 111 ein, so erhält man die Geschwindigkeit  $v = vvv$ .

Die Geschwindigkeit  $v$  kann in der Gleichung 113 eingesetzt werden. Die Länge der Dipol Radials lässt sich bestimmen als:

$$L = 2l = 0.47\lambda = 0,47 \frac{v}{f} = 0,47 \frac{vvvv}{2.45[GHz]} = bla \quad (113)$$

#### 4.3.1 Simulation einer Dipolantenne

Es wurden vier Dipolantennen entworfen. Die Entwürfe sind im EMPIREXPU erstellt und simuliert worden. Die Antennenabmessungen wurden auf das Simulationsmodell optimiert. Die Länge der Antennen weicht vom  $L = 2l = \lambda/2$  Ansatz ab. Es wurde versucht eine optimale länge der Antenne für einen Einbau der Antenne in den "Connect 1"Geräten zu finden. Die Simulationen geht von einem 26 $\mu m$  dicken Kupfer als Antennenleiter aus. Dies entspricht dem 3M Kupferband des Typs "1181 Tape". Die Leimschicht des Klebeband wird vernachlässigt. Als Trägersubstrat dient direkt das ABS Gehäuse[8].

#### Entwurf

Die vier Antennen habe alle dieselbe. Das "3M 1181 Tape" hat eine Kupferstärke von 26 $\mu m$ . Die vier Antennen unterscheiden sich in der Breit der Kupferstreifen und in ihrer Form.

Es wurden die folgenden vier Formen simuliert:

- Dipol 5mm breit und 50.5mm lang
- Dipol 3mm breit und 50.25mm lang
- Dipol 1mm breit und 51.25mm lang
- Dipol 1mm breit und 45.25mm lang mit Dachkapazität



Abbildung 53: Dipol 5mm breit 50.5mm lang

In der Tabelle 4 sind einige Antennenparameter und Abstrahlcharakterisiken der verschieden Dipolantennen aufgezeigt. Der  $S_{11}$  Wert ist in dB und gibt den maximalen wert der Rückflussdämpfung an. Da die  $S_{11}$  Dämpfung der Antennen im Gerät teilweise nicht über einen Bereich von 100MHz einen grösseren Wert als -10dB erreicht



Abbildung 54: Dipol 3mm breit 50.25mm lang



Abbildung 55: Dipol 1mm breit 51.25mm lang



Abbildung 56: Dipol 1mm breit 45.25mm lang mit Dachkapazität

wird die -10dB Bandbreite hier nicht aufgeführt.  $Z_{ant}$  gibt die simulierte Antennenimpedanz bei einer Frequenz von 2.45GHz an.  $\eta$  gibt die Abstrahleffizienz in Prozent an. Sie besagt, wieviel Prozent der Antennenstruktur abgestrahlt werden kann, wenn die Anregung mit einer idealen 50 Ohm *In Plane* Quelle simuliert wird. Auch  $\eta$  ist auf die Abstrahlfrequenz von 2.45GHz bezogen.

Antenne	Freiraum Connct1	$S_{11}$ [dB]	$Z_{ant}$ [ $\Omega$ ]	$\eta$ [%]
5mm breit und 50.5mm lang	Freiraum	-12.31 @ 2.54	49.7-j27.9	91
	Connct 1	-4.92 @ 2.406	17.6+j25.7	62
3mm breit und 50.25mm lang	Freiraum	-13.45 @ 2.56	52.9-j28.3	91
	Connct 1	-5.24 @2.44	16+j14.7	65
1mm breit und 51.25mm lang	Freiraum	-14.14 @ 2.52	60.4-j23.2	93
	Connct 1	-5.9 @ 2.45	16.5+j6.4	68
1mm breit und 45.25mm lang mit Dachkapazität	Freiraum	-15.15 @ 2.57	55.4-j29.7	90.5
	Connct 1	-5.529 @ 2.47	15.21j3.8	65

Tabelle 4:  $\lambda/2$  Dipolantennen simuliert im Freiraum und im "Connect 1"

bbbbbbbbbbbbbbbb

Ein Text zu jedem Bild und  
allgemein zum Dipol  
zur Dämpfung des Gehäuses  
zur of nicht vorhandeneren -10 dB Bandbreite

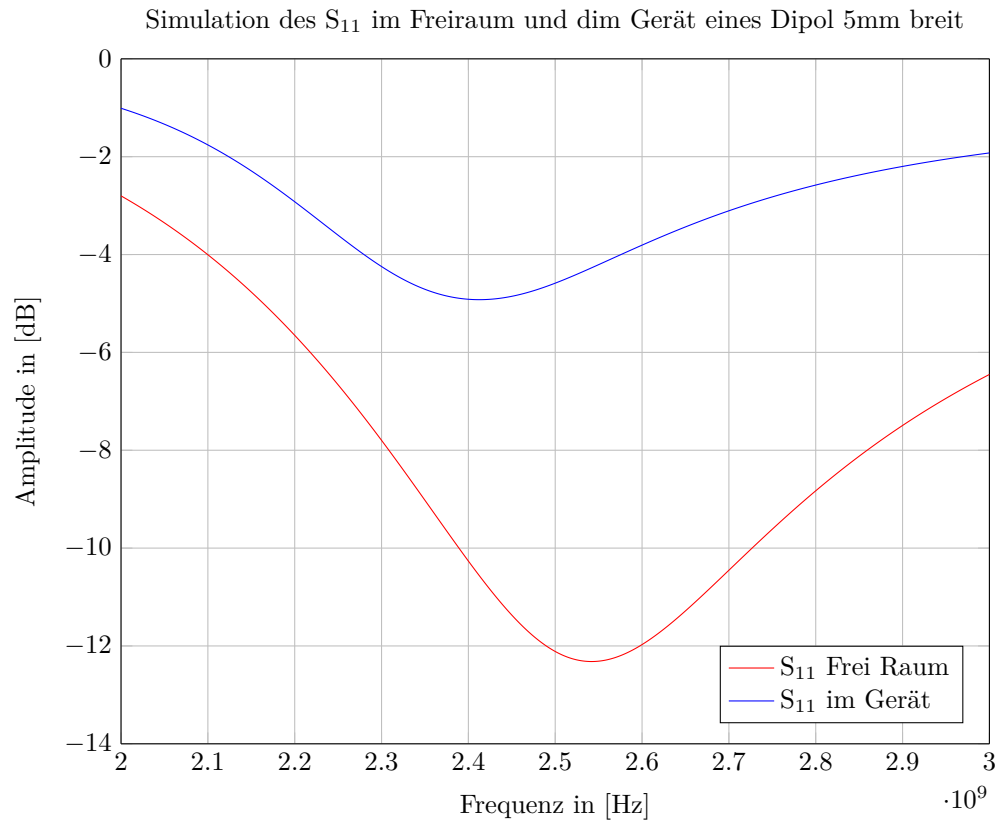


Abbildung 57: Vergleich des  $S_{11}$  im Gehäuse und im Freiraum Dipol 5mm breit

#### 4.4 Neue Design Ansätze

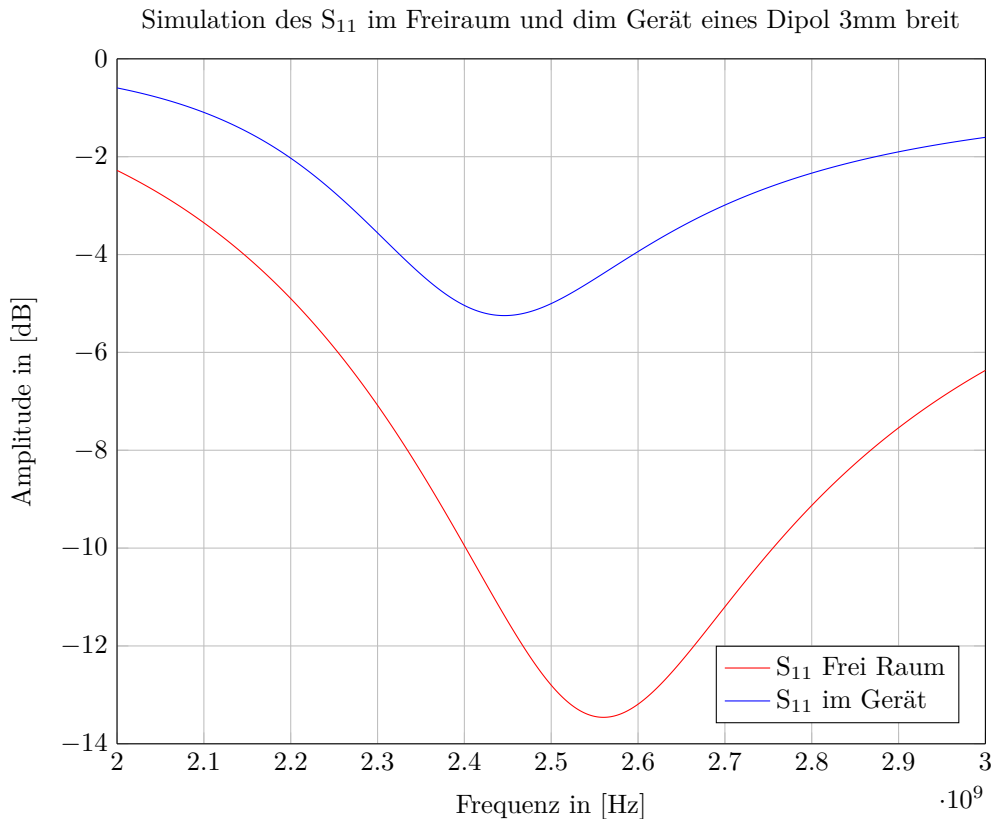


Abbildung 58: Vergleich des  $S_{11}$  im Gehäuse und im Freiraum Dipol 3mm breit

## 5 Implementierung

## 6 Test

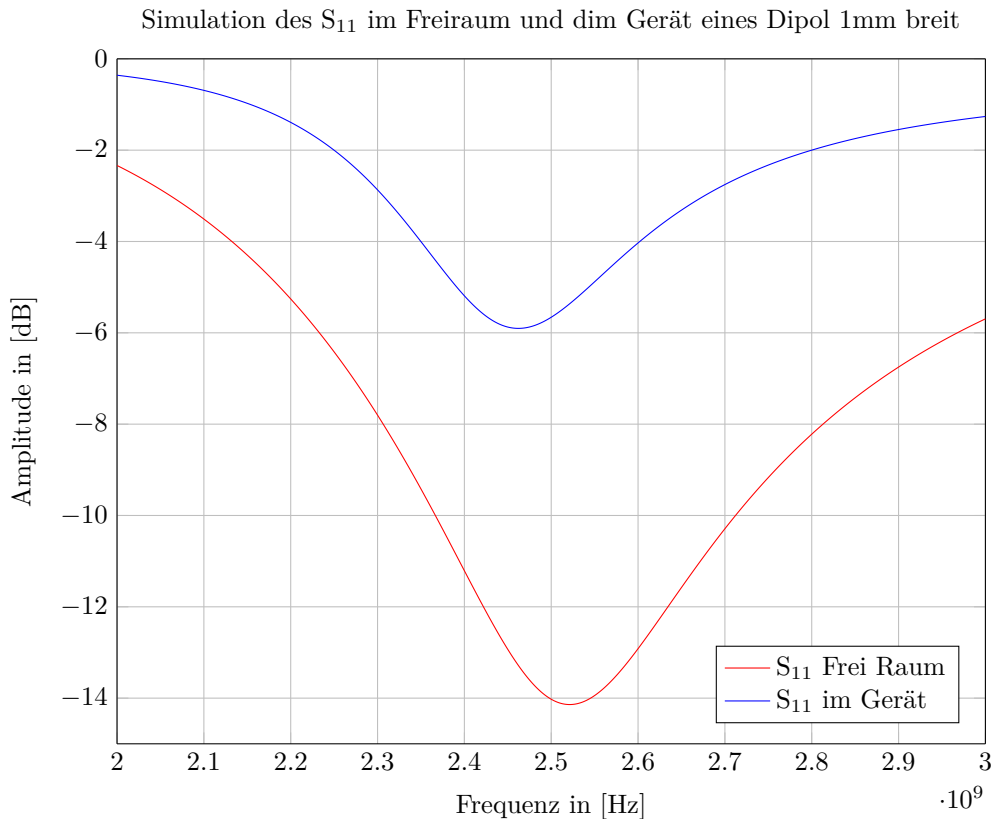
### 6.1 Messsystem

BlaBla Bla verschiedene Messsysteme für die unterschiedlichen Aufgaben.  
unter anderem StarLab für die elektromagnetische Feldmessungen von strahlenden Körpern.

BlaBla Netzwerkanalysator zum bestimmen der Streuparameter

#### 6.1.1 StarLab

Das Messsystem StarLab der *mvG microwave vision Gruppe* ermöglicht das Messen von Antennen und strahlenden Körpern. Es ist ein Messsystem für Hochfrequenzsysteme, die im Mikrowellenbereich strahlen. Das System misst Antennen im Zylinder- und Kugelkoordinatensystem. Misst das System das elektromagnetische Feld eines Körpers im Zylinderkoordinatensystem, so wird ein Testobjekt auf einem motorisierten Schlitten durch die Mitte des StarLab gezogen. Dabei zeichnen die 12 im Kreis angeordneten Kreuzantennen das abgestrahlte elektromagnetische Feld auf. Wird das von einem Testobjekt abgestrahlte elektromagnetische Feld im Kugelkoordinatensystem aufgenommen, wird das Testobjekt genau im Zentrum der Messapparatur platziert. Der Drehteller, auf dem sich das Testobjekt befindet, dreht sich während eines Messzyklus um 360 Grad. Das StarLab Messsystem besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil ist die Messapparatur. Diese beinhaltet zwölf kreuzförmige im Kreis angeordnete Antennen welche im orangen Kreis um das Messobjekt angebracht sind. Die Antennen sind alle ins Zentrum gerichtet und zwischen ihnen liegen je 22.5 Grad. Das gibt eine Abdeckung von 270 Grad. In Zentrum des Messsystems ist eine Testplattform. Diese ist von einem Schrittmotor angetrieben. Dies ermöglicht, dass das elektromagnetische Feld eines Testobjekts aus allen Richtungen aufgezeichnet werden kann. Der Frequenzgenerator des StarLab hat einen Signalfrequenzbereich von 650 MHz bis 6 GHz. Ein Testobjekt darf maximal einen

Abbildung 59: Vergleich des  $S_{11}$  im Gehäuse und im Freiraum Dipol 1mm breit

Durchmesser von 45 cm aufweisen. Die Absorberkegel sind neben dem orangen Messring befestigt. Diese Kegel verhindern Reflexionen der elektromagnetischen Wellen. Da ansonsten nicht nur die primäre Abstrahlung des Testobjekts, sondern ein Gemisch aus Abstrahlung und Reflexionen aufgezeichnet wird. Aus demselben Grunde können die beiden Öffnungen der Messapparatur mit Absorberpanels verschlossen werden. Die Abbildung xx zeigt ein Messobjekt im Zentrum der Messapparatur.

Das Messobjekt wird mit Polystyrol angehoben, damit das Testobjekt genau in der Mitte der Messapparatur platziert wird. Polystyrol hat nur minimalen Einfluss auf die elektromagnetischen Wellen und ist daher gut geeignet um Objekte zu stützen. Ein weiterer Vorteil des Polystyrols ist das geringe Gewicht von  $1.05 \text{ g/cm}^3$ . Die maximale Last, bestehend aus Drehteller und Testobjekt, darf 10 kg nicht überschreiten. Zudem besitzt das Polystyrol eine sehr tiefe Dielektrizitätskonstante. Sie beträgt  $\epsilon_r = 1.03$  bei 50 Hz. Zum Vergleich, das als ideal betrachtete Vakuum besitzt ein  $\epsilon_r = 1$  bei 50 Hz. Der Verlustwinkel bei 1 MHz ist sehr klein mit  $0.05 \cdot 10^{-3}$ . [3, 6, 15]

### 6.1.2 Netzwerkanalysator

Ein Netzwerkanalysator wird in der Elektronik, der Nachrichtentechnik und besonders in der Hochfrequenztechnik eingesetzt. Seine Aufgaben umfassen das Aufnehmen der Streuparameter (S-Parameter), also Reflexion und Transmission von elektrischen Signalwellen an Messobjekten. Der Netzwerkanalysator zeichnet die S Parameter als Funktion der Frequenz auf. Der Netzwerkanalysator sendet ein Signal, die hinlaufende Welle genannt, zum Messobjekt. Das Messobjekt wird in der englischen Literatur *DUT* ein device under test genannt. Die Frequenz, Amplitude und Phase der hinlaufenden Welle sind bekannt. Das Messobjekt reflektiert einen Teil der hinlaufenden Welle. Dieser Teil wird weglaufende Welle genannt. Sie wird ohne in das Testobjekt einzudringen, am Eingang des Messobjekts, zum Netzwerkanalysator zurück reflektiert. Der Rest läuft in das Messobjekt, wird dort verändert, das heisst gedämpft, verstärkt oder phasenverschoben. Der transmittierte Signalanteil tritt am Ausgang des DUT als übertragenes Signal in Erscheinung. Die durch das DUT veränderte und am Ausgang anliegende Signalwelle wird auch weglaufende Welle genannt.

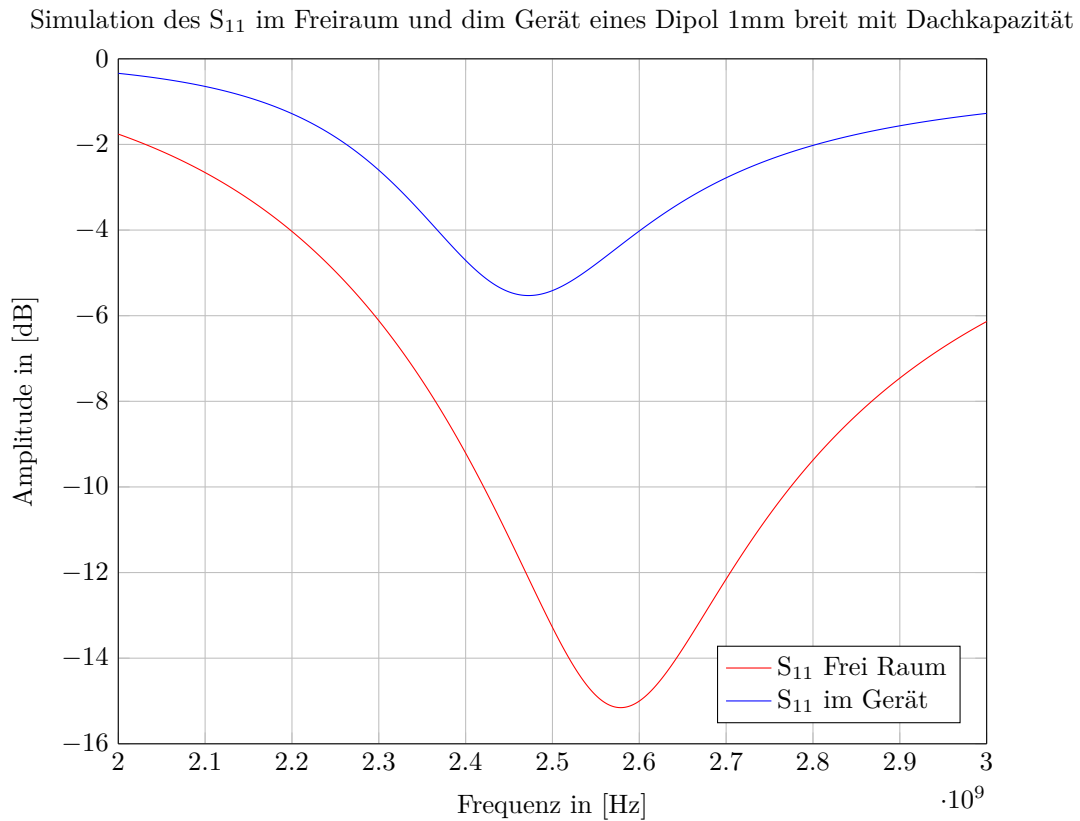


Abbildung 60: Vergleich des  $S_{11}$  im Gehäuse und im Freiraum Dipol 1mm breit mit Dach

Aus dem Verhältnis von reflektiertem zu gesendetem Signal wird die Reflexion des Messobjektes gemessen. Der  $S_{11}$  Wert gibt in dB die Rückflussdämpfung an. Diese wird in englischer der Literatur *Return Loss* genannt. Der  $S_{21}$  Wert gibt Auskunft über das Verhältnis des übertragenen Signal zu dem gesendeten Signal. Dabei wird die Transmission des Messobjektes gemessen. Die Abbildung 61 zeigt diesen Zusammenhang auf. [16]

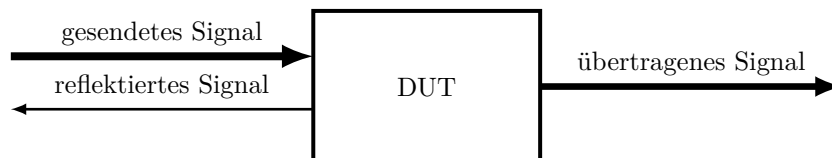


Abbildung 61: Ermittlung der S-Parameter am Zweitor

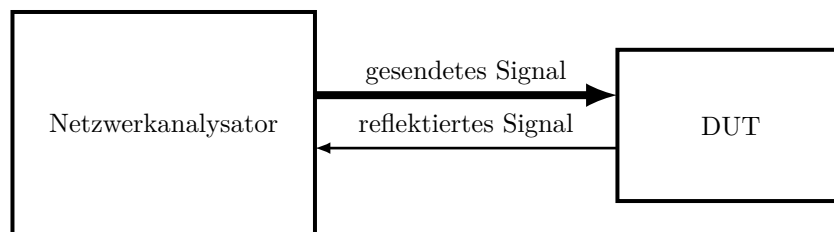


Abbildung 62: Ermittlung der  $S_{11}$  Parameter am Zweitor

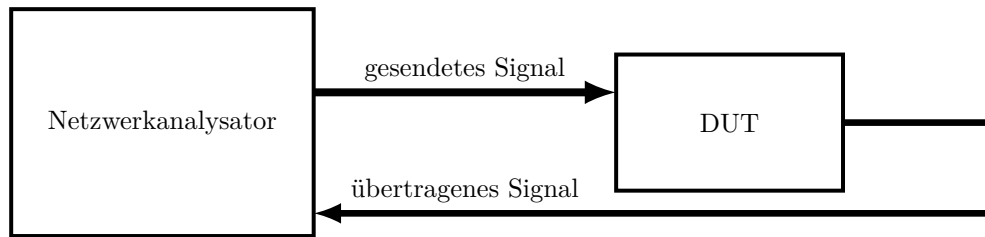


Abbildung 63: Ermittlung der  $S_{21}$  Parameter am Zweitor

## 6.2 Test Setup

Um zukünftig die Kommunikation der "Connect 1"Geräte mit einem Smartphone zu ermöglichen wird ein neues Antennenkonzept für das "Bluetooth Low Eneergie Network"gesucht. Aus der Konzeptphase ist herausgega-  
nen,dass das Abstrahlverhalten von Dipolantennen genauer untersucht wird und mit Simulationen ein optimales  
Antennedesign für den Einsatz in den "Connect 1"Geräten gesucht wird. Die drei Design mit dem größten Wir-  
kungsgrad  $\eta_{rad}$  werden in einen Testserie geprüft.

Die Antennendesigns wurden Anhand der im EMPIRE XPU erstellten Draft-Daten gefertigt. Die Antennenstruk-  
turen sind aus 3M 8111 Kupferband hergestellt. Dieses Band eignet sich sehr gut um die der Testphase ein  
einfaches Design, kostgünstig und schnell umzusetzen. Die gewünschte Antennenstruktur wird dem Skalpel aus  
dem Band ausgeschnitten und auf einen Träger aufgeklebt.

Da jede Antenne eine Zuleitung braucht, wurden am Fusspunkt der Kupferbandantennen ein *semi rigid Koaxi-  
alkabel* angebracht. Da es sich bei einem Dipol um eine symetrische Antenne handelt, muss auch die Zuleitung  
symetrisch sein. Aus diesem Grund wurde der Innenleiter des Koaxialkabel am Einspeisepunkt des einen Dipol-  
arms und der Mantel des Koaxialkabels mit Einspeisepunkt des zweiten Dipolarm verlötet.

Die *semi rigid Koaxialkabel* von HUBER + SUHNER des Typs *SUCOFORM<sub>47CU</sub>* beistzt eine Impedanz von  
 $50 \pm 2\Omega$ . Das Ende des Koaxialkabel ist mit einem SMA Gewinde versehen.

### 6.2.1 Testobjekte

Die

### 6.2.2 Erwartung

Alle drei Antennedesigns wurden im EMPIRE XPU designed und simuliert. Sie weissen alle eine Abstrahleffizienz  
von mehr als  $\eta_{rad}$  von 60 % auf.

### 6.2.3 Resultate

### 6.2.4 Fazit der Messung xx

Vergleich aus der erartungshaltung und den Messresultaten

## 7 Diskussion

## 8 Reflexion

### 8.1 Projektbezogene Reflexion

### 8.2 Persönliche Reflexion

## 9 Projektmanagement

Anhand der oben beschriebenen Arbeitsphasen werden die folgenden vier Meilensteine definiert. Die Meilensteine markieren jeweils das Ende einer Projektphase und haben einen Fertigstellungstermin. Beim Erreichen eines Meilensteins wird die bisherige Arbeit bewertet und Beschlüsse über den weiteren Projektverlauf gefällt. Insgesamt dienen die Meilensteine dem Projektcontrolling.

### 9.1 Meilensteine

Es werden die folgenden vier Meilensteine definiert. Die Meilensteine beinhalten eine Sammlung von Aufgaben und haben einen Fertigstellungstermin. Sie markieren das Ende einer Projektphase. Sie werden für das Projektcontrolling verwendet.

- MS1: Theorie und Recherchephase abgeschlossen und zu 80% dokumentiert, ein Anforderungsdokument wurde erstellt
- MS2: Zwischenpräsentation, Vorstellen der ersten vier Antennenkonzepte
- MS3: Design und Prototyping, Antennensystem simulieren, produzieren, messen und bewerten
- MS4: Engineeringmodel ist gefertigt und dokumentiert

### 9.2 Projektsitzungen und Gesprächsnotizen

Die Gesprächsnotizen dienen den Projektverlauf nachvollziehbar zu dokumentieren. Sie werden jeweils nach den Projektsitzungen mit dem Betreuer Prof. Marcel Joss angestellt. Die jeweiligen Arbeitspakete von der vergangenen Woche und der kommenden Woche werden an den Sitzungen besprochen und dokumentiert. Beschlüsse die für den Verlauf der BDA relevant sind werden besprochen und dokumentiert

## 10 Netzwerkanalysator

Mit Hilfe des Netzwerkanalysator werden die Streuparameter des DUT aufgenommen. Der *Return Loss* also die Rückflusdämpfung  $S_{11}$  und die Durchgangsdämpfung  $S_{21}$  oder die Kopplung zweier Ports sind oft von Interesse. Um die Impedanz  $Z_{ant}$  einer Antenne zu bestimmen wird das Smith Diagramm mit dem Netzwerkanalysator verwendet. Es zeigt den Realteil einer Impedanz sowie die Reaktanz an. Die positiven imaginär Teile entsprechen einer Induktivität und die negativen Anteilen einer Kapazität.

### 10.1 DUT und Netzwerkanalysator vorbereiten

Netzwerkanalysator etwas laufen lassen. Den Netzwerkanalysator kalibrieren. Wenn der Netzwerkanalysator kalibriert ist, dann das Messkabel nicht mehr wechseln. Bei der Kalibrierung nicht mit den Händen das Kabel oder die Stecker beeinflussen. Falls nötig elektisch leidende HF Absorber Matten als Unterlage verwenden. Auf mögliche Störquellen achten, diese abschirmen oder ausschalten.

- Netzwerkanalysator 10 Minuten laufen lassen
- Netzwerkanalysator Kalibrieren
  - offen
  - $50\Omega$
  - short
- PRESET
- SPAM die Mittenfrequenz wählen
- die Bandbreite wählen
- die Filte für das Grundrauschen wählen



- Pegel des Grundrauschen bestimmen
- Offset der Messebene der durch die Phasendrehung durch das zusätzliche Antennenkabel hinzukommt einstellen

## 11 Starlab

Das StarLab misst die Nahfeldeigenschaften einer Antenne oder eines strahlenden Körpers. Diese werden benötigt um die Fernfeldeigenschaften zu berechnen. Dies geschieht mit einer *near field to far field transformation*. Für elektrisch kleine Antennen kennen je nach Abstand zur Antenne und Abhängig von der maximalen Antennen Abmessung drei verschiedene Empfangszonen. Der Übergang zwischen den Zonen ist fließend. Es gilt:

Das Nahfeld wird in zwei Regionen unterteilt. Es sind dies: das Nahfeld und das strahlende Nahfeld. Das Fernfeld entspricht der Fraunhofer Kriterium. Dank der Fernfeldvereinfachung können ab einem Abstand von  $R > r_3$  das  $\vec{E}$  und das  $\vec{H}$  Feld als orthogonal, mit der selben Amplitude und Phasengleich betrachtet werden. Das Produkt aus den  $\vec{E}$  und  $\vec{H}$  Vektor ist ein Leistungstransport in transversale Richtung.

- Nahfeld bis zum Abstand  $r_1 < 2\lambda$
- strahlendes Nahfeld bis zum Abstand  $r_2 < \frac{D^2}{2\lambda}$
- Nahfeld bis zum Abstand  $r_3 > \frac{2D^2}{\lambda}$

Mit dem StarLab aufgezeichnete Daten können mit Software ausgewertet werden, es ist möglich 3D Richtdiagramme darzustellen, aber auch 1D Schnitte durch eine gewünschte Ebene zu betrachten. Eine weitere Möglichkeit ist die Berechnung der Abstrahleffizienz bei einer gewünschten Frequenz.

### 11.1 DUT vorbereiten

- 50 Ohm Abschlusswiderstand am Ende des Kabel beachten
- 6dB Dämpfungsglied am Ende des Kabel überprüfen
- Die Antenne muss am DUT fest befestigt sein
- Das Messkabel benötigt eine Zugsentlastung
- Koordinatensystem beim platzieren des DUT beachten
  - Koordinatenbezugssystem muss gleich gewählt sein wie das des Bezugssystem der Simulation
  - Der Startpunkt von  $\theta = 0^\circ$  ist auf der 12 Uhr Position
  - Die Richtung von  $\theta$  läuft von 12 Uhr nach 6 Uhr  $\pm 180^\circ$
  - Wo ist der Startpunkt von  $\phi = 0^\circ$
  - in welche Richtung läuft  $\phi$
- Messturm auf  $\phi = 0^\circ$ ,  $\phi = 90^\circ$  und zurück auf  $\phi = 0^\circ$  drehen und Position bestimmen

### 11.2 Was wird gemessen

In dieser Arbeit werden nur die folgenden Daten der Messung ausgewertet:

- 3D Richtdiagramm  $E_{\text{tot}}$  in dB
- xy Ebene auf der Höhe  $z = 0$  (Vogelperspektive)  $\theta = 90^\circ$   $\phi = 360^\circ = \pm\pi = 180^\circ$
- xz Ebene auf der Höhe  $y = 0$  (von Vorne in das StarLab hinein)  $\theta = \pm 180^\circ = \pm\pi$   $\phi = 0^\circ = 180^\circ$
- Effizienz  $\eta$

### 11.3 Messen StarLab

Um die elektromagnetischen Felder mit StarLab zu messen benötigt man die Messeinheit, den Messturm und den PC mit der Messsoftware SPM sowie die Software die SatEnv Software zur Darstellung der Daten.

#### 11.3.1 SatEnv

Passwort für PC ist: starlab2014

StaEnv Software öffnen

- 0 StaEnv → rechts Klick → Project → Create → Projekt Name eintragen
- der neu erstellt Ordner mit dem + Zeichen öffnen
- Import Ordner anwählen
- SPM Software öffnen

#### 11.3.2 SPM

SPM Software öffnen

- Start a measurement → 360° anwählen
- im neuen Fenster der Messung einen Namen geben
- Linear auswählen
- Start Frequenz
- End Frequenz
- Anzahl der Messpunkte wählen
- die größe der Antenne in [m] eintragen
- „Star measurement“ Button klicken

Die Messung wird durchgeführt. Die 22 Antenne decken einen Bereich von  $\pm 160^\circ$  ab. Das DUT dreht sich auf dem Messmasten um  $360^\circ$ .

Auf der rechten Seite des Fenster ist ein „Export data“ zu erkennen. Als Export kann die SatEnv Software ausgewählt werden. Wichtig dabei ist, dass in der SatEnv der Import Ordner im gewünschten Projekt ausgewählt ist.

### 11.4 Darstellend der gemessenen Daten

#### 3D Richtdiagramm

Die Darstellung der Messdaten geschieht in der SatEnv Software. Im gewünschten Projekt des SatEnv Tool den Import Ordner im gewünschten Projekt wählen. Die erstellte Messung wählen

- rechtsklick auf die Messung → Computation → Create far field /Spherical
- im neuen Fenster nichts ändern und „ok“ drücken
- im neuen Fenster einen Zielordner oder ein Projektordner erstellen
- Unter dem Namen der Messung ist neu ein „NF to FF transformation“ erschienen „NF to FF transformation“ → rechts Klick → Reduce number of dimensions
- im neuen Fenster die Zielfrequenz eingeben und mit „ok“ bestätigen
- die neu erstellte Datei umbenennen
- auf neu benannte Datei → rechtsklick → 3D view → 3D Ansicht erscheint
- 3D Ansicht → rechtsklick → Show toolbar
- E Total. dB Darstellung des 3D Richtdiagramm wählen

- Farb Darstellung ändern „min “und „max “Werte definieren
- 3D Grafik ausrichten

### 1D Feldschnitt

Die 1D Schnitte können wie Folgt dargestellt werden:

Schnitt parallel zur xy Ebene auf der Höhe  $z = 0$  (Vogel Perspektive)

- rechts Klick auf das [neus File] und „1D “auswählen
- im neuen Fenster die fest gewählte Achse auswählen (Thea oder Phi)
- den Schnittwinkel wählen ( $Thea = 90^\circ$ )
- im neuen Fenster den „Polar Mode“auswählen

Schnitt in der xz Ebene auf der Höhe  $y = 0$  (Front Perspektive in des StarLab)

- rechts Klick auf das [neus File ] und „1D “auswählen
- im neuen Fenster die fest gewählte Achse auswählen
- den Schnittwinkel wählen (  $Phi = 0^\circ$ )
- im neuen Fenster den „Polar Mode“auswählen

Die Effizienz kann wie Folgt dargestellt werden:

- rechts Klick auf das "NF to FF transformation" → Computation → Efficiency auswählen
- es erschein ein neus File rechts Klick → "1D view"
- das neue Fenster zeigt die Effizienz
- die Anzeige auf Efficiency stellen

## Tabellenverzeichnis

1	Linkbudget 10m Bluetooth Übertragung . . . . .	19
2	Nutzwertanalyse für symmetrische Antenne . . . . .	45
3	Anforderungen an das Bluetooth Antennensystem . . . . .	47
4	$\lambda/2$ Dipolantennen simuliert im Freiraum und im "Connect 1" . . . . .	49

## Abbildungsverzeichnis

1	Hertzscher Dipol mit dem Dipolmoment $p(t)$ [13] . . . . .	7
2	Aufbau des Kugelkoordinatensystem . . . . .	8
3	Fitzgeraldscher Dipol [13] . . . . .	9
4	Loop Antenne mit Feldvektor und Einheitsvektoren . . . . .	10
5	Dipol Antenne mit Stromverteilung [12] . . . . .	10
6	Das E Feld einer Dipolantenne in der xz Ebene . . . . .	12
7	Loop Antenne . . . . .	14
8	E Feld einer Loop Antenne in der xz Ebene . . . . .	15
9	Verbindungs Modell . . . . .	18
10	ESB einer asymetrischen Quelle . . . . .	20
11	ESB einer symetrischen Quelle . . . . .	20
12	Leitungsmodell eine Kette von Zweitoren . . . . .	22
13	Magnetischer Fluss einer Zeidrahtleitung . . . . .	22
14	Oberflächenladung einer Zweidrahtleitung . . . . .	22
15	statische Feldbetrachtung einer Transversalen Ebene einer Zweidrahtleitung . . . . .	22
16	Ersatzschaltbild eines elementaren Leiterstücks . . . . .	23
17	Refelxionen einer Leitung an einer Lastimpedanz [12] . . . . .	24
18	Leistungsanpassung mit $R_Q = R_L$ . . . . .	26

19	Leitungsanpassung für eine komplexe Last [12]	26
20	Anpassung für $R_Q > R_L$	27
21	Anpassung für $R_Q < R_L$	27
22	Verlustfreie Anpassung	28
23	Blockschaltbild einer Quelle mit Leitung, Anpassung und Antenne	29
24	Ersatzschaltbild einer Antenne	29
25	ESB einer Quelle mit Anpassnetzwerk, Leitung und einer Antenne	30
26	Feldvektor mit Einheitsvektoren	31
27	Ersatzschaltbild einer Antenne	33
28	Horizontalpolarisierter Halbwellendipol	34
29	Nullstelle des Elektromagnetischen Feld in der xy Ebene bei $z = 0$ in der Verlängerung der Antenne	37
30	Elektromagnetisches Feld in der xz Ebene bei $y = 0$	38
31	Ersatzschaltbild einer Antenne mit $Z_{ant}$	38
32	S11 Diagramm eines Dipols in Freiraum	39
33	Smith Diagramm eines Dipols im Freiraum	39
34	S11 eines Dipols mit angrenzendem ABS Stück	40
35	Smith Diagramm eines Dipols mit angrenzendem ABS Stück	40
36	S11 eines Dipols zwischen zwei ABS Stücken	40
37	Smith-Diagramm eines Dipols zwischen zwei ABS Stücken	40
38	Flach gestauchte Loop Antenne	42
39	Allgemeines Ersatzschaltbild einer Antenne	42
40	S11 Diagramm einer $\lambda/2$ Loop Antenne im Freiraum	43
41	Smith Diagramm einer $\lambda/2$ Loop Antenne im Freiraum	43
42	S11 Diagramm einer $\lambda/2$ Loop Antenne mit einem ABS Stück im Nahfeld	44
43	Smith Diagramm einer $\lambda/2$ Loop Antenne mit einem ABS Stück im Nahfeld	44
44	S11 Diagramm einer $\lambda/2$ Loop Antenne mit zwei ABS Stücken im Nahfeld	45
45	Smith-Diagramm einer $\lambda/2$ Loop Antenne mit zwei ABS Stücken im Nahfeld	45
46	S11 Diagramm einer Loop Antenne im Freiraum	45
47	Smith-Diagramm einer Loop Antenne im Freiraum	45
48	S11 Diagramm einer Loop Antenne mit einem ABS Stück im Nahfeld	46
49	Smith-Diagramm einer Loop Antenne mit einem ABS Stück im Nahfeld	46
50	S11 Diagramm einer Loop Antenne mit zwei ABS Stücken im Nahfeld	46
51	Smith Diagramm einer Loop Antenne mit zwei ABS Stücken im Nahfeld	46
52	Design Ausgangslage	47
53	Dipol 5mm breit 50.5mm lang	48
54	Dipol 3mm breit 50.25mm lang	49
55	Dipol 1mm breit 51.25mm lang	49
56	Dipol 1mm breit 45.25mm lang mit Dachkapazität	49
57	Vergleich des S11 im Gehäuse und im Freiraum Dipol 5mm breit	50
58	Vergleich des S11 im Gehäuse und im Freiraum Dipol 3mm breit	51
59	Vergleich des S11 im Gehäuse und im Freiraum Dipol 1mm breit	52
60	Vergleich des S11 im Gehäuse und im Freiraum Dipol 1mm breit mit Dach	53
61	Ermittlung der S-Parameter am Zweitor	53
62	Ermittlung der $S_{11}$ Parameter am Zweitor	53
63	Ermittlung der $S_{21}$ Parameter am Zweitor	54

## Literaturverzeichnis

- [1] Dielektrikum. URL <http://www.chemie.de/lexikon/Dielektrikum.html>. Eingesehen am 24.11.2015.
- [2] Öffnungswinkel beam width. URL <http://www.itwissen.info/definition/lexikon/Oeffnungswinkel-beam-width.html>. Eingesehen am 11.12.2015.
- [3] Polystyrol (ps). URL <http://www.kern.de/cgi-bin/riweta.cgi?nr=2101&lng=1>. Eingesehen am 23.11.2015.
- [4] Verkürzungsfaktor bei antennen und koax-leitungen, . URL <http://www.hb9f.ch/bastelecke/pdf/verkuerzungsfaktor.pdf>. Eingesehen am 14.12.2015.
- [5] Verkürzungsfaktor, . URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Verkürzungsfaktor>. Eingesehen am 14.12.2015.
- [6] Permittivität. URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Permittivität>. Eingesehen am 23.11.2015.
- [7] mescont. URL <http://www.meconet.de>. Eingesehen am 20.11.2015.
- [8] *1181 Tape Copper Foil with Conductive Adhesi.* 3M, 2015. URL <http://www.farnell.com/datasheets/530748.pdf>. Eingesehen am 08.12.2015.
- [9] H. Cuno. *Vorbereitung auf die Amateurfunklizenzprüfung*. Frech-VerlagStuttgart, 1976. ISBN 3772402380.
- [10] R. Elliott. *Antenna theory and design*. IEEE-Press, 1981. ISBN 9780130383563.
- [11] R. F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. IEEE-Press, 2001. ISBN 9780470546710.
- [12] M. Joss. Einführung in die nachrichtentechnik. Skript 1, HSLU, 2013.
- [13] M. Joss. Elektromagnetische wellen und antennen. Skript 1, HSLU, 2015.
- [14] H. Meinke, K. Lange, F. Gundlach, and K. Löcherer. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 1: Grundlagen*. Taschenbuch der Hochfrequenztechnik / Meinke; Gundlach. Hrsg. von K. Lange. Springer, 1992. ISBN 9783540547143. URL <https://books.google.ch/books?id=vvpNiEjZKwsC>.
- [15] *StarLab*. Microwave vision Groupe, 2015. URL [http://www.mvg-world.com/system/files/starlab\\_2014.pdf](http://www.mvg-world.com/system/files/starlab_2014.pdf). Eingesehen am 23.11.2015.
- [16] F. Morherr. Protokoll zu den versuchen zur hochfrequenztechnik. Versuchs protokoll, TU Darmstadt und GSI, 2011. URL <http://www.staff.uni-giessen.de/~gc1203/KompaktkursBeschleuniger.pdf>. Eingesehen am 23.11.2015.
- [17] K. Rothammel and A. Krischke. *Antennenbuch*. Franckh, 1991. ISBN 9783440058534. URL <https://books.google.de/books?id=OtWLAAAACAAJ>.
- [18] *2.4-GHz Bluetooth low energy and Proprietary System-on-Chip*. Texas Instrumetns, 2015. URL <http://www.ti.com/product/cc2541>. Eingesehen am 20.11.2015.
- [19] O. Zinke and H. Brunswig. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik: von O. Zinke und H. Brunswig*. Springer-Verlag, 1965. URL <https://books.google.ch/books?id=sUJrAAAAMAAJ>.

## Todo list

übersetzung der Zusammenfassung . . . . .	4
Wie ist das Dokument aufgebaut . . . . .	6
ev Dipol neu Zeichnen . . . . .	7
Nr1.93 Elliott Formel . . . . .	10
S59 Formel 2.1 . . . . .	11
Matlab Bild der Feldausbreitung . . . . .	11
Prad Rrad Fehler . . . . .	13
Fehler Prad . . . . .	13
neu schreiben Loop . . . . .	14
bezug zur Formel . . . . .	17
rotes Buch nachschauen . . . . .	17
Frequenz2? . . . . .	18
Leitbelag . . . . .	22
vor und rück Signal . . . . .	25
Leitungsanpassung oder Wellen . . . . .	26
Speisung und Anpassung auseinanderhalten . . . . .	29
welcheQuelle sagt 2lambda . . . . .	31
ist dieser Text richtig . . . . .	41
Beschreiben der Simulation . . . . .	44
Beschreiben der Simulation . . . . .	44
Fazit aus den Loop Messungen . . . . .	44
Beschreiben . . . . .	45
Quelle . . . . .	47

## A Aufgabenstellung

Horw, 7. September 2015  
Seite 1/3

## **Diplomarbeit im Fachbereich Elektrotechnik**

### **Aufgabe für Herrn Marcel Erismann**

#### **Integrierte Loop Antenne für mobiles Gerät**

#### **Fachliche Schwerpunkte**

Signalverarbeitung & Kommunikation

#### **Einleitung**

Die Firma Flytec vernetzt Sensoren und Fluginstrumente drahtlos mit einem „near pilot network“. Für ein Fluginstrument in der Formgrösse eines Handgerätes soll eine integrierte Loop Antenne für das ISM Band 2.4-2.5 GHz entworfen werden.

#### **Aufgabenstellung**

- Einarbeiten in die Eigenschaften elektrisch kleiner Antennen.
- Einarbeiten in das Simulationswerkzeug Empire XCcel (3D EM-Simulation).
- Modellierung möglicher Lösungsansätze einer symmetrisch gespeisten Loop Antenne und Simulation der Parameter: Antennengüte Q, Impedanz, Abstrahleffizienz, Richtwirkung und relative Bandbreite.
- Anpassung an die komplexe Impedanz des Transceivers.
- Herstellung eines Funktionsmusters und Ausmessen der Antennenparameter des Funktionsmusters.

#### **Termine**

Start der Arbeit:	Montag, 7.9.2015
Zwischenpräsentation:	Mittwoch, 4. November 2015, 15:00 Uhr, Raum D215
Abgabe Schlussbericht:	Freitag, 4. Januar 2016, vor 16:00 im Sekretariat
Abgabe Poster-File:	Freitag, 22. Januar 2016 per Mail an Betreuer und H.R. Andrist
Abschlusspräsentation:	Freitag, 22. Januar 2016, 15:00 Uhr, Raum D215



## Dokumentation

Der gebundene Schlussbericht ist in **4-facher** Ausführung zu erstellen. Er enthält zudem zwingend

- die folgende Selbstständigkeitserklärung auf der Rückseite des Titelblattes:  
*„Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig angefertigt und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe. Sämtliche verwendeten Textauschnitte, Zitate oder Inhalte anderer Verfasser wurden ausdrücklich als solche gekennzeichnet.“*  
*Horw, Datum, eigenhändige Unterschrift"*
- einen englischen Abstract mit maximal 2000 Zeichen.
- Ein Titelblatt mit: Name des Studierenden, Titel der Arbeit, Abgabedatum, Dozent, Expert, Abteilung, Klassifikation (Einsicht/Rücksprache/Sperre)
- Eine CD-Hülle, innen, auf der Rückseite des Berichtes

Alle Exemplare des Schlussberichtes müssen termingerecht abgegeben werden. Zusätzlich muss zu jedem Exemplar eine CD mit dem Bericht (inkl. Anhänge), dem Poster und den Präsentationen, Messdaten, Programmen, Auswertungen, usw. unmittelbar nach der Präsentation abgegeben werden.

Ein Poster ist gemäss den offiziellen Layout-Vorgaben zu erstellen.

## Fachliteratur/Web-Links/Hilfsmittel

ARRL. *Antenna Book* (20. Aufl.). The American Radio Relay League, Inc.

Elliott, Robert S. (2003). *Antenna Theory and Design* (Rev. Ed.). New Jersey: IEEE Press.

Joss, Marcel (2015). *Elektromagnetische Felder und Antennen*. Unveröffentlichtes Skript. Abteilung Elektrotechnik der Hochschule Luzern, Technik&Architektur.

Rothammel, Karl (1988). *Antennenbuch* (9. Aufl.). Stuttgart: Franckh'sche Verlagshandlung.

## Geheimhaltungsstufe:

Einsicht

## Verantwortlicher Dozent/Betreuungsteam, Industriepartner

<b>Dozent</b>	Prof. Marcel Joss	marcel.joss@hslu.ch
<b>Industriepartner</b>	Flytec AG, Horw Erich Lerch Ebenastrasse 18 6048 Horw 041 349 18 88	erich.lerch@flytec.ch
<b>Experte</b>	Hanspeter Oppliger Gewerbestrasse 11 3053 Lätti Tel. 031 868 44 66	hanspeter.oppliger@wavelab.ch

Horw, 7.9.2015  
Seite 3/3  
Diplomarbeit im Fachbereich Elektrotechnik

Hochschule Luzern  
Technik & Architektur

Prof. Marcel Joss