

BACHELORARBEIT

HOCHSCHULE LUZERN

TECHNIK & ARCHITEKTUR

---

# Integrierte Loop Antenne für mobiles Gerät

symmetrische 2.4 GHz Bluetooth Antenne

---

*Industriepartner:*  
Erich LERCH

*Autor:*  
Marcel ERISMANN

*Experte:*  
Hanspeter OPPLIGER

*Betreuer:*  
Marcel JOSS

Horw  
8. November 2015  
zur Einsicht

Version: 003

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>3</b>
1.1	Ausgangslage . . . . .	3
1.2	Problematik . . . . .	3
1.3	Fragestellung . . . . .	3
1.4	Ziele der Arbeit . . . . .	4
1.5	Methodik . . . . .	4
1.6	Aufbau der Arbeit . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Theorie</b>	<b>5</b>
2.1	Elementare Strahler . . . . .	5
2.2	Hertzscher Dipol . . . . .	5
2.3	Fitzgeraldscher Dipol . . . . .	6
2.4	Die Dipol Antenne . . . . .	8
2.4.1	Der Halbwellendipol . . . . .	9
2.4.2	Der kurze Dipol mit $2l \ll \lambda$ . . . . .	10
2.5	Loop Antenne . . . . .	11
2.6	Systemansicht . . . . .	12
2.6.1	Linkbudget . . . . .	13
2.7	Speisung . . . . .	13
2.7.1	Quelle . . . . .	13
2.7.2	Zuleitung . . . . .	13
2.7.3	Anpassung . . . . .	13
<b>3</b>	<b>Design</b>	<b>14</b>
3.1	Anforderungen . . . . .	14
3.2	Analyse mit bekannten Modellen . . . . .	14
3.3	Neue Design Ansätze . . . . .	14
<b>4</b>	<b>Evalutaion einer symmetrischen Antenne</b>	<b>16</b>
4.1	Dipol Antenne . . . . .	16
4.2	Loop Antenne . . . . .	16
4.3	Halbwellen Dipol Eigenschaften . . . . .	16
4.4	Halbwellen Loop Eigenschaften . . . . .	16
4.5	Vollwellen Loop Eigenschaften . . . . .	16
4.6	Nutzwertanalyse Antennen Eigenschaften . . . . .	16
<b>5</b>	<b>Implementierung</b>	<b>17</b>
<b>6</b>	<b>Test</b>	<b>17</b>
<b>7</b>	<b>Diskussion</b>	<b>17</b>
<b>8</b>	<b>Projektmanagement</b>	<b>17</b>
8.0.1	Meilensteine . . . . .	17
	<b>Literatur</b>	<b>18</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. Diese Instrumente vernetzen eine Reihe von Sensoren. Um eine einwandfreie 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 Antennensystem verbessert werden. Diese Arbeit untersucht ein bestehendes 2.4 GHz „Bluetooth Low Energie Netzwerk“, 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 enorm 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 Konzepten in der Entwicklungsphase mit entsprechenden Simulationen im Empire XCell, war das xxx Konzept am vielversprechendsten. Dieses wurde im Antennenentwicklungsprozess genauer untersucht und mögliche Designvarianten für den Einbau in die Flytec „Connect 1“ Geräteserie untersucht. Mit dem Ziel ein möglichst optimales Abstrahlverhalten zu finden.

# 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 machen, erfolgt die Informationsvermittlung teilweise akustisch. So wird der Sinkflug zum Beispiel mit einem Pipton 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 neue Fluginstrumentenserie „Connect 1“ eine Kompaktantenne entwickelt werden, welche im Rahmen des „near pilot network“ zur Anwendung kommen soll. 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 vollständig 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 stellen für die Piloten von Tuchfliegern eine grosse Hilfe dar. Die Navigation in der Luft stellte selbst für erfahrene Piloten eine grosse Herausforderung dar. Für ein Fluginstrument der „Connect 1“ Serie soll eine integrierte Kompaktantenne für das ISM Band 2.4 GHz entworfen werden.

## 1.2 Problematik

Bestandteil dieser Arbeit ist das Entwickeln einer 2.4 GHz Bluetooth Antenne. Diese soll die Kommunikation mit einem Smartphone sicher stellen. Die bisher verwendete Antenne hat nie ihre 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 sowohl von der Wahl der Antennen sowie der Positionierung abhängig. Es soll eine möglichst optimale symmetrisch gespiesenes Antennenkonzept für die Bluetoothverbindung erarbeitet werden. Das heisst auf die bis anhin verwendeten Baluns soll in Zukunft verzichtet werden.

## 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.

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 soll mit dem Empire XCell Softwaretool simuliert werden. 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“ 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 Bluetooth mit einem Smartphone kommunizieren lassen.

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 Transsivers von Texas Instruments soll dimensioniert, simuliert, hergestellt und ausgemessen werden. Der simulierte Entwurf des gesamten Antennensystems wird produziert und dient als Funktionsmuster. Das Abstrahlverhalten des Funktionsmusters muss gemessen und dokumentiert werden. Abweichungen zwischen der Simulation und den Messresultaten sollen dokumentiert und bewertet werden.

### 1.5 Methodik

Diese Bachelor 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 verschiedene mögliche 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 Funktionsmustern begleitet. Die Erkenntnisse aus den Messungen und den Vergleichen aus Theorie und Praxis werden im einem Fazit zusammengefasst und es soll das weitere Vorgehen für die Firma Flytec dokumentiert werden. Für diese Bachelorarbeit stehen 15 Wochen zur Verfügung. Diese Zeit wird in die folgenden drei Phasen eingeteilt:

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

### 1.6 Aufbau der Arbeit

Da muss noch was rein

## 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 Bauelement betrachte werden. Auf seiner gesamten Länge kann ein Strom mit der komplexen Amplitude  $I$  und eine räumlich konstante Stromverteilung, die zeitlich sinusförmig schwingt, annehmen. 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  $p = Qdl$  beschrieben. Der Scheitelwert  $\hat{i}$  des Stromes oszilliert mit der Kreisfrequenz klein omega  $\omega$ .

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

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

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

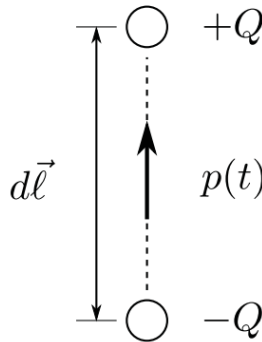


Abbildung 1: Hertzscher Dipol

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 lautet:

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

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

$$H_\phi = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{jk}{R} + \frac{n}{R^2} \right) \sin(\theta) \quad (3)$$

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:

$$E_r = 0 \quad (4)$$

$$E_\theta = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{j\omega\mu}{R} \right) \sin(\theta) \quad (5)$$

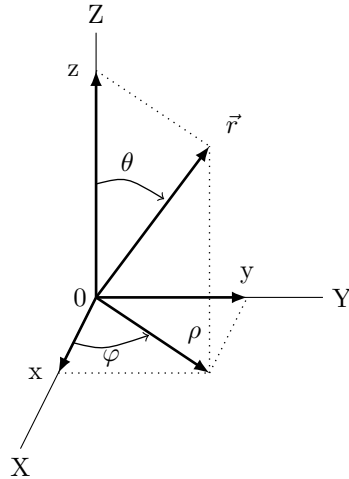


Abbildung 2: Feldvektor

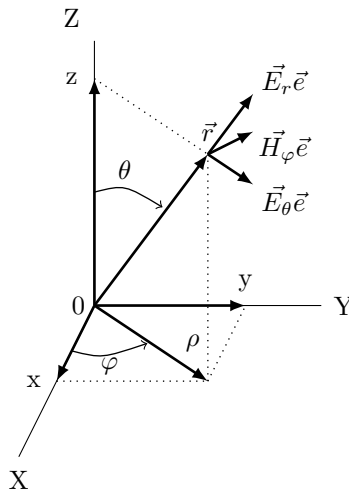


Abbildung 3: Feldvektor mit Einheitsvektoren

$$H_\phi = \frac{Idl}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{jk}{R} \right) \sin(\theta) \quad (6)$$

### 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 wird, so ist der Fitzgeraldsche Dipol eine H Feld Antenne. Das Nahfeld des Fitzgeraldschen Dipols wird wie folgt beschrieben:

$$H_r = \frac{IS}{2\pi} e^{-jkR} \left( \frac{jk}{R^2} + \frac{1}{R^3} \right) \cos(\theta) \quad (7)$$

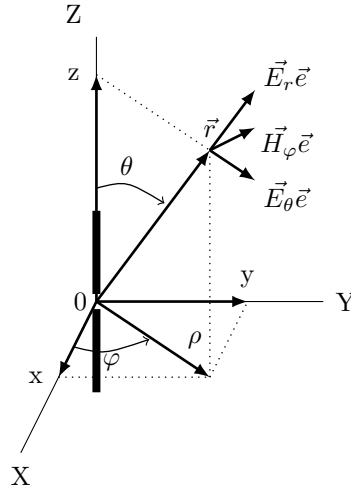


Abbildung 4: Dipolantenne mit Feldvektor und Einheitsvektoren

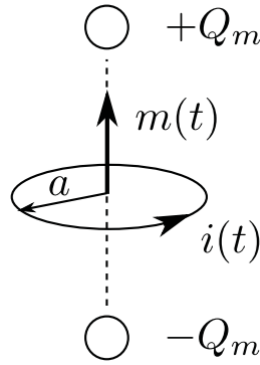


Abbildung 5: Fitzgeraldscher Dipol

$$H_\theta = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( -\frac{k^2}{R} + \frac{jk}{R^2} + \frac{1}{R^3} \right) \sin(\theta) \quad (8)$$

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

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

Formel:

$$H_r = 0 \quad (10)$$

$$H_\theta = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( -\frac{k^2}{R} \right) \sin(\theta) \quad (11)$$

$$E_\phi = \frac{IS}{4\pi} e^{-jkR} \left( \frac{k^2}{R} \right) \sin(\theta) \quad (12)$$

Die beiden elementaren Strahler können nicht technisch realisiert werden, aber sie sind sehr wichtig für das Verhalten von realen Antennen. Wenn reale Antennen vereinfacht werden oder wenn sehr kleine Teilstücke von realen Antennen betrachtet werden, verhalten sie sich wie die elementaren Dipole.



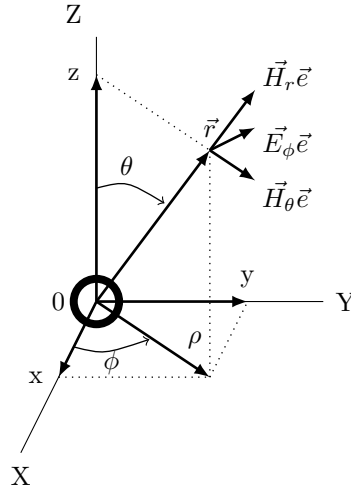


Abbildung 6: Loop Antenne mit Feldvektor und Einheitsvektoren

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

## 2.4 Die Dipol Antenne

Der zentral gespeiste Dipol besteht meist aus runden Leiterstäben mit dem Durchmesser  $d$ , die so aneinander liegen, dass in der Mitte der beiden Stäbe eine kleine Lücke entsteht. Die gesamte Länge der beiden Stäbe entspricht  $2l \gg d$ . Wird eine Spannung in der Lücke zwischen den beiden Stäbe angelegt, kommt es zu einer Stromverteilung über die gesamte Länge der Stäbe. Oft wird die Spannung mit einer Zweidrahtleitung, diese wird auch 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.

$$\frac{e^{j(\omega t - kr)}}{4\pi\mu_0^{-1}r} \quad (13)$$

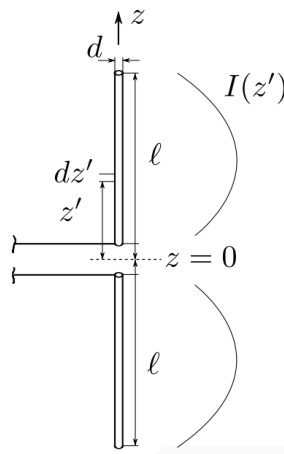


Abbildung 7: Dipol Antenne mit Stromverteilung

Die Stromausbreitung in der Dipol Stabantenne entspricht der Stromverteilung einer am Ende offenen Zweidrahtleitung. 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, deren Amplituden gleich aber gegenläufig sind, strahlen nur gering. Dies sind Eigenschaften einer guten Zweidrahtleitung. Als Näherung für die Stromverteilung soll folgendes gelten:

$$I(x, t) = I_m \sin([k(l - x)])e^{j\omega t} \quad (14)$$

Bei einem Dipol mit dem Durchmesser  $d \ll \lambda$  wird dieser zu einem dünnen Stromfaden. Und die Stromdichte im Leiter kann  $\mathbf{J}d\mathbf{V}$  mit  $\mathbf{I}d\mathbf{l}$  als Stromelement ersetzt werden. Die Summation der Elementardipole kann dann als Quelle betrachtet werden.

$$I_m \sin(k(l - dz)) \quad (15)$$

Die Gewichtungsfunktion dieser Summe von Elementardipolen die alle in der z Achse liegen ist:  $a(\phi) = 0$  jedoch die Gewichtungsfunktion in  $\theta$  Richtung:

$$a_\theta(\theta) = -\frac{2I_m}{k \sin(\theta)} [\cos(kl \cos(\theta)) - \cos(kl)] \quad (16)$$

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 lässt sich auf das Fernfeldverhalten schließen.

$$E_\theta = j60I_m \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \left[ \frac{\cos[(\pi/2)\cos(\theta)]}{\sin(\theta)} \right] \quad (17)$$

$$H_\phi = j \frac{I_m}{2\pi} \frac{e^{j(\omega t - kr)}}{r} \left[ \frac{\cos[(\pi/2)\cos(\theta)]}{\sin(\theta)} \right] \quad (18)$$

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.

Bild aus Mtlab importiern

Dargestellt ist ein  $\lambda/2$  Dipol der in z Richtung aufgerichtet 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 phi von 0 Grad bis 360 Grad rotierende Scheibe vor, so kommt die bekannte Doughnut Form zum Vorschein.

Die von theta und phi abhängige Leistung ist gegeben durch:

$$P(\theta, \phi) = \frac{2\eta I_m^2}{(4\pi r)^2} \left[ \frac{\cos^2[(\pi/2)\cos(\theta)]}{\sin^2(\theta)} \right] \quad (19)$$

Durch auflösen der Doppelintegrale über  $\phi$  von 0 bis  $\pi$  und  $\theta$  von 0 bis  $\pi$  erhält man eine numerische Lösung der Integrale über die gesamte Kugelfläche:

$$P_{rad} = 0.609 \frac{\eta I_m^2}{2\pi} \quad (20)$$

Wie die obere Grafik zeigt, ist die maximale Feldausbreitung auf Höhe der Einspeisestelle bei  $\theta = 90^\circ$  maximal, denn der  $\sin(90^\circ)$  entspricht 1. Der maximale Richtwert, aus dem englischen als directivity bekannt, erhält man indem die Abgestrahlte Leistung mit einem isotropen Kugelstrahler verglichen wird.

$$D(peak) = \frac{P(\theta, \phi)(\pi/2)}{P_{rad}/4\pi r^2} = 1.64 \quad (21)$$

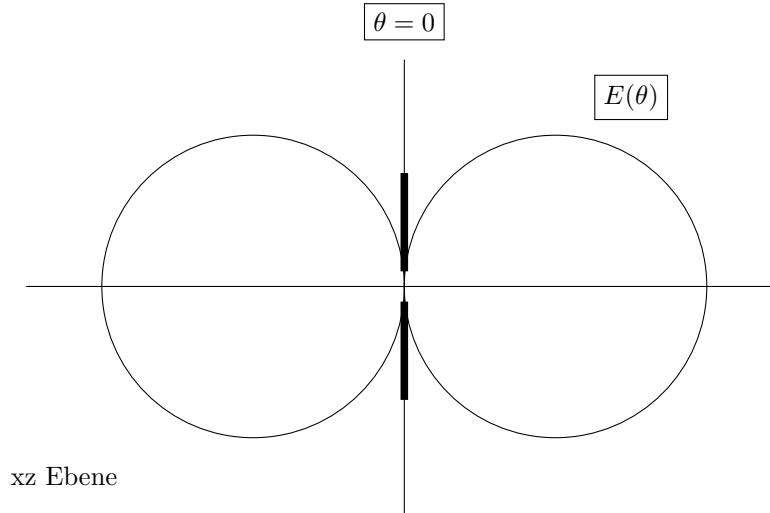


Abbildung 8: Dipol Antenne E Feld

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

$$P = \frac{1}{2} I_m^2 R_{rad} = (0.609) \frac{\eta I_m^2}{2\pi} \quad (22)$$

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

$$R_{rad} = \frac{0.609\eta}{\pi} = 73 \text{ Ohm} \quad (23)$$

#### 2.4.2 Der kurze Dipol mit $2l \ll \lambda$

Die Terme  $\cos(kl \cdot \cos(\theta))$  und  $\cos(kl)$  aus der Gewichtungsform des  $\lambda/2$  Dipol können mit einer Reihe angenähert werden, sofern  $kl$  klein ist.

$$a_\theta(\theta) = -kl^2 I_m \sin(\theta) \left[ 1 - \frac{(kl)^2}{12} (1 + \cos^2(\theta)) + \dots \right] \quad (24)$$

Der Eingangsstrom eines kurzen Dipol ist gegeben durch:

$$I = I_m \sin(kl) = I_m \left[ kl - \frac{(kl)^3}{3!} + \dots \right] \quad (25)$$

Für kleine Längen wie  $2l = \lambda/4$  kann ohne grossen Fehler die Gewichtungsfunktion als

$$a_\theta(\theta) = -kl^2 I_m \sin(\theta) = -Il \sin \theta \quad (26)$$

angenommen werden. Wie beim  $\lambda/2$  Dipol findet man bei einem kurzen Dipol ein vertikal polarisiertes E Feld. Das Feld ist etwas breiter, aber ebenfalls doughnutförmig. Die Impedanz des kurzen Dipols ändert sich jedoch drastisch gegenüber dem  $\lambda/2$  Dipol. Mit der Impedanz ist auch die winkelabhängige Leistungsdichte wie folgt gegeben:

$$P(\theta, \phi) = \frac{(kl)^2 \eta I^2}{2(4\pi r)^2} \sin^2 \theta \quad (27)$$

Die abgestrahlte Leistung eines kurzen Dipols bei dem über die ganze Kugeloberfläche mit dem Radius  $r$  integriert wurde kann mit

$$R_{rad} = 20 \left( \frac{\pi L}{\lambda} \right)^2 \quad (28)$$

berechnet werden.

Die aus der abgestrahlten Leistung ergebende maximale Richtwirkung eines kurzen Dipol wird mit einem isotropen Strahler verglichen und es ergibt nach Formel 21 einen Wert für  $D=1.5$ . Das ist nicht viel weniger als bei einem  $\lambda/2$  Dipol mit einem  $D$  Wert von 1.64. Der Strahlungswiderstand kann mit der Umformung des  $P_{rad} = 1/2 I^2 R_{rad}$  umgestellt werden.

Man findet :  $R_{rad} = 20 (\pi L / \lambda)^2$

Dabei wird  $L$  als  $2l$  und somit als Länge der beiden Dipolararme angenommen. Wenn ein Dipol sehr kurz wird, zum Beispiel  $2l = \lambda/8$  dann wird  $R_{rad} = 3 \text{ Ohm}$ , Dieser Wert ist merklich kleiner als die 73 Ohm die eines  $\lambda/2$  Dipol. 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, so sinkt die Reaktanz sehr schnell ins Negative. Im Fall, dass  $2l = \lambda/8$  ist, sind Werte für  $X$  grösser als 1000 Ohm kapazitive keine Seltenheit.

## 2.5 Loop Antenne

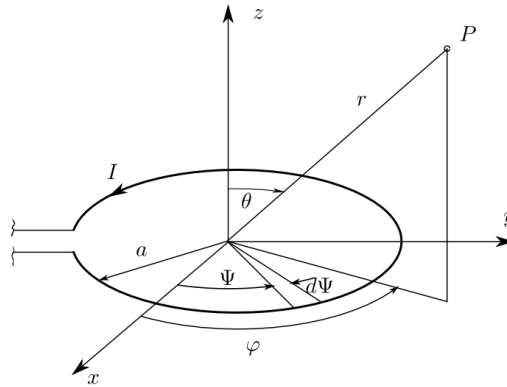


Abbildung 9: Loop Antenne

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

$$x' = a \cos(\psi) \quad (29)$$

$$y' = a \sin(\psi) \quad (30)$$

$$z' = 0 \quad (31)$$

$A$  ist der Abstand vom Zentrum der Stromschleife. Somit kann ein Stromelement auf der Schleife beschrieben werden

$$Idl = Ia(-\vec{e}_x \sin(\psi) + \vec{e}_y \cos(\psi)) d\psi \quad (32)$$

Die Stromverteilung führt zu einem Abstrahlen von Elektromagnetischen Wellen. Da eine Integration über  $2\pi$  einer Kreisfunktion Null ergibt, findet man direkt

$$a(\theta, \phi) = 0 \quad (33)$$

Nimmt man zudem an, dass  $ka$  klein ist, so kann der folgende Term vereinfacht werden  $\sin(ka \sin(\theta) \cos(\psi)) = ka \sin(\theta) \cos(\psi)$  so findet man

$$a(\theta) = j(\pi a^2 I)(k \sin \theta) \quad (34)$$

Das Fernfeld ist somit horizontal polarisiert (es ist  $\phi$  polarisiert) und die Leistungsdichte gewinnt man mit

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \vec{H}^*) \quad (35)$$

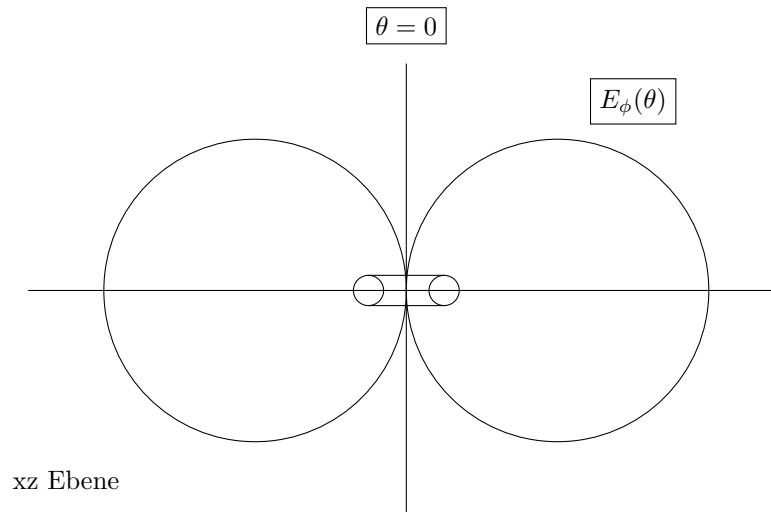


Abbildung 10: Loop Antenne E Feld

zu

$$P(\theta) = \frac{(ka)^4 I^2 \eta}{32\pi^2} \sin^2 \theta \quad (36)$$

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 die Abstrahlverhalten um 90Grad unterschiedlich sind. Integriert man die Leistungsdichte über eine Kugeloberfläche mit dem Radius r auf und setzt sie der abgegebenen Leistung mit  $1/2 I^2 R_{rad}$  der zugeführten Zweidrahtleitung gleich, so gewinnt man  $R_{rad}$  mit

$$R_{rad} = 320\pi^6 (a/\lambda)^4 \quad (37)$$

Als Beispiel, wenn  $a/\lambda = 0.003$  ist, dann wird der  $R_{rad} = 0.25 \text{ Ohm}$ . Als Vergleich mit dem kurzen Dipol mit der Länge  $2l = \lambda = 0.06$  führt das zu einem Strahlungswiderstand  $R_{rad}$  von 0.7 Ohm. Der Abstrahlwiderstand  $R_{rad}$  einer kleinen Stromschleife kann um den Faktor  $n^2$  erhöht werden, wenn n die Anzahl der sehr eng aneinanderliegenden Wicklungen der Stromschleife sind.

## 2.6 Systemansicht

Die Systemansicht soll einen Überblick über die Bluetooth Verbindung vom Fluginstrument „Connect 1“ zu einem Smartphone geben. In der nachfolgenden Tabelle werden die Annahmen und fest 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. Weitere Annahmen sind:

- Als Sende- und Empfangchip wird beim Empfänger und Sender der CC2541 von TI eingesetzt
- Freiraum ist Vakuum
- Keine Hindernisse auf der Übermittlungsstrecke
- Reserve von 6 dB
- Der Gewinn der Sendeantenne ist 1
- Die Sendeleistung ist 0 dBm
- Die Anschluss und Verbindungsämpfung beim Sender und beim Empfänger entsprechen je 0.5 dB
- -94 dBm Empfangsempfindlichkeit bei 1Mbps und 0.1% EBR des CC2541 von TI

### 2.6.1 Linkbudget

Tabelle

## 2.7 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.

### 2.7.1 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 der Quellen kann sehr unterschiedlich sein. Oft findet sich am Quellenausgang ein Anpassungsnetzwerke um die Quellenimpedanz an die Leitungsimpedanz anzupassen.

### 2.7.2 Zuleitung

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

### 2.7.3 Anpassung

Die Anpassung oder auch Impedanzanpassung genannt, kommt immer dann zum Zuge, wenn auf einem Signalpfad Stossstellen auftreten. Stossstellen treten immer dann auf wenn die Impedanz eines Leitermediums oder ein Übergang eines Bauteil ansteht. Man vergleicht immer die Eingangsimpedanz mit der Ausgangsimpedanz. Es ist also von Zein und Zaus die rede. Es gibt zwei Arten von Anpassung.

- Leistungsanpassung
- Singalanpassung

Leistungsanpassung wird benötigt, wenn der Leistungsfuss möglichst unbeeinträchtigt sein soll. Es muss gelten  $Z_{ein} = Z_{aus}^*$ . Das bedeutet, dass der Realanteil von Zein und Zaus gleich ist aber der Imaginäranteil von Zaus muss den konjugiertkomplexen Wert des Zein aufweisen. Mit anderen Worten, Zaus hat beim Imaginärenanteil ein umgekehrtes Vorzeichen als der Zein. 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. Man bedenke, das ist im besten Fall nie mehr als 50%. Siganlanpassung wird angewendet, wenn möglichst keine Reflexionen auf der Leitung entstehen sollen. Es muss gelten:

$Z_{ein} = Z_{aus}$

Die Siganlanpassung ist dann gewünscht, wenn die Qualität des Signals Vorrang hat und keinerlei Reflexionen erwünscht sind. In diesem Fall ist das Stehwellenverhältnis  $SWR = 1$ . Um die jeweilig gewünschte Anpassung zu erreichen kommen Anpassnetzwerke zum Einsatz. Diese sind meist passive Netzwerke mit Induktivitäten L und Kapazitäten C. Manchmal kommt zur Kapazität und zur Induktivität ein Widerstand hinzu.

Ein Beispiel für Anpassung.

Eine Quelle mit einem Ausgangswiderstand von nicht 50 Ohm reell wird mit Hilfe einer ersten Anpassung auf eine 50 Ohm Leitung angepasst. Am Ende der 50 Ohm Leitung wird ein weiteres Anpassungsnetzwerk benötigt. Damit wird die Leitung und die Antennen aufeinander abgestimmt.

Wenn eine 50 Ohm Leitung an eine Antenne angeschlossen wird, dann wird oft eine Anpassnetzwerk zwischen

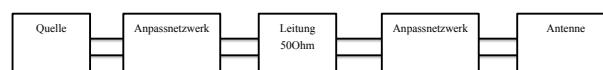


Abbildung 11: Blockschaltbild einer Anpassung von der Quelle zur Antenne

der Leitung und der Antenne benötigt. Antennen haben einen reellen Strahlungswiderstand  $R_{rad}$ . Je nach Typ

einen kapazitiven oder einen induktiven Anteil.

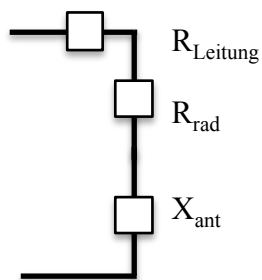


Abbildung 12: Ersatzschaltbild einer Antenne

## 3 Design

### 3.1 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 0dBm als Sendeleistung. Als Designkriterien wird eine S11 Dämpfung von 10 dB und eine Reserve von 6 dB dienen.

Nr.	Anforderung	Beschreibung	Wert	nicht erfüllt
001	f	ISM Frequenzbereich	2.4-2.5 GHz	
002	f	Handgerät lxbxh	lxbxh	
003	f	symmetrische Speisung des Antennensystems		
004	f	Reflexionskoeffizient der Antenne S11	10dB	
005	f	Funkdistanz, Arbeitsradius	10m	
006	f	Linkbudget Reserve	6dB	

### 3.2 Analyse mit bekannten Modellen

### 3.3 Neue Design Ansätze

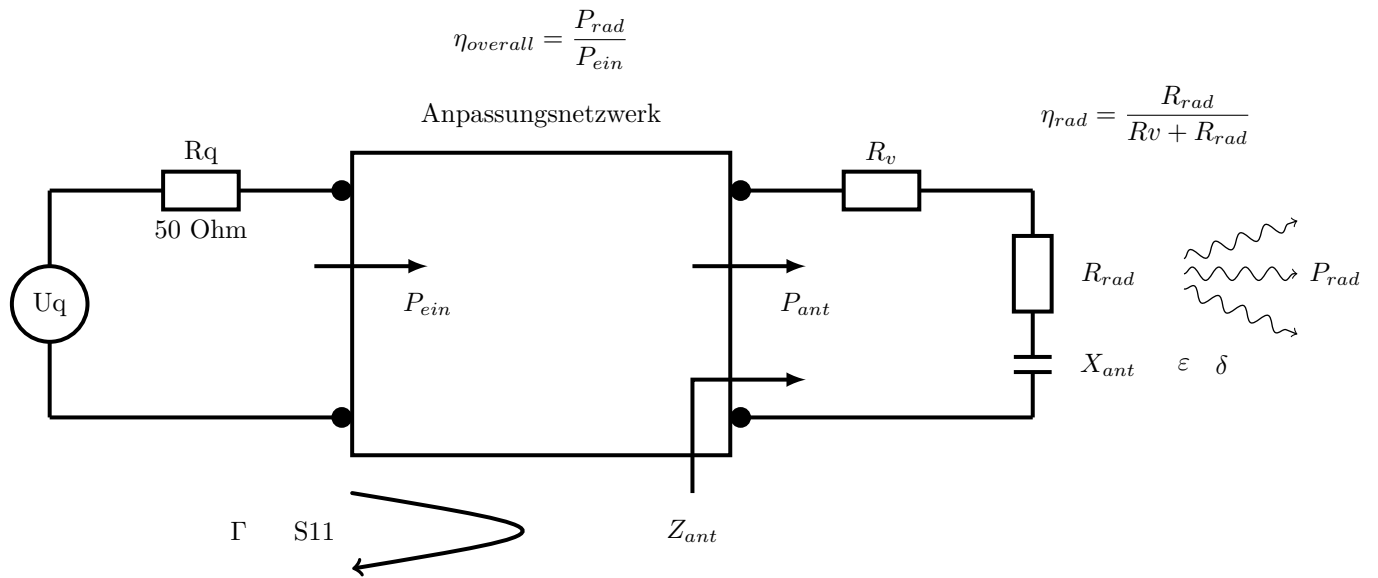


Abbildung 13: Anpassung von Quelle und Antenne

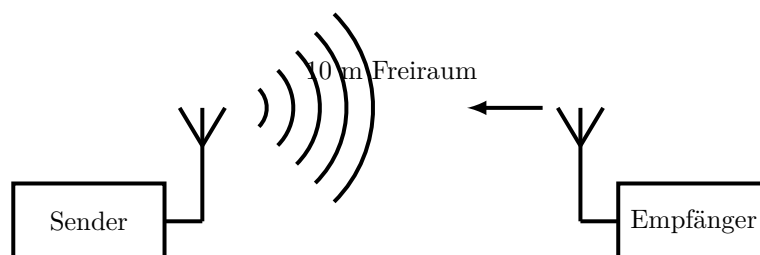


Abbildung 14: Verbindungs Model



## 4 Evalutaion einer symmetrischen Antenne

Das Abstrahlverhalten von Loop und Dipol Antennen ist im Fernfeld in den wesentlichen Punkten gleich. Die Ausrichtung des E Feld ist bei Loop und Dipol Antennen um 90 Grad verschoben. Im Nahfeld sind die Induktiven Anteile des elektromagnetischen Wechselfeld bei der Loop Antenne dominierend. Im Gegenzug ist das Nahfeld der Dipol Antenne mehr kapazitiv. Mann nennt die Dipolantenne deshalb E Feld Antenne und die Loop Antenne wird oft H Feld Antenne genannt. (?, ?, vgl.)

### 4.1 Dipol Antenne

### 4.2 Loop Antenne

Magnetische Antennen sprechen nur auf die magnetischen Feldlinien des elektromagnetischen Feldes an, weshalb sie magnetische Antennen genannt werden. Sie sind nicht, wie oft angenommen wird, magnetisch. Nur in unmittelbarer Nähe der Antenne ist ein starkes magnetisches Feld vorhanden, und bereits nach  $\lambda/4$  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 des Senders (?, ?, S. 48)

### 4.3 Halbwellen Dipol Eigenschaften

### 4.4 Halbwellen Loop Eigenschaften

### 4.5 Vollwellen Loop Eigenschaften

### 4.6 Nutzwertanalyse Antennen Eigenschaften

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
Geschwindigkeit	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 1: Nutzwertanalyse für symmetrische Antenne

## 5 Implementierung

## 6 Test

## 7 Diskussion

## 8 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.

### 8.0.1 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. Beim Erreichen eines Meilensteins werden die Arbeiten bewertet und es werden Beschlüsse über den weiteren Projektverlauf gefällt.

- MS1: Theorie und Recherchenphase 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

## Literatur