

Fachhochschule Koblenz  
Fachbereich Ingenieurwesen  
Teilfachbereich Informationstechnik  
Konrad-Zuse-Straße 1  
56075 Koblenz

WS 2006/2007

## Diplomarbeit

# Aufbau und Untersuchung einer Übertragungsstrecke für breitbandige analoge Hochfrequenzsignale und digitale Steuersignale im Vollduplex-Betrieb

von Thomas Berenz

Abgabetag: 14.02.2007

Durchgeführt am:

Verfasser: Thomas Berenz

Max Planck Institut für Radioastronomie

Betreuender Professor: Prof. Dr. Franz Bross

Auf dem Hügel 69

Betreuer im Institut: Dr. Reinhard Keller

53121 Bonn

An dieser Stelle möchte ich allen danken, die zum Gelingen dieser Diplomarbeit beigetragen und mich tatkräftig unterstützt haben. Hierbei möchte ich folgende Personen hervorheben:

- meinen Eltern Johann und Christine Berenz, ohne deren Unterstützung mein Studium und schließlich diese Diplomarbeit nicht möglich gewesen wäre;
- Herrn Dr.-Ing. Reinhard Keller und Herrn Dipl.-Ing. Michael Nalbach für ihre sehr gute Unterstützung und Betreuung, die sie mir in der vergangenen Zeit zukommen ließen;
- Herrn Prof. Dr. Franz Bross, für seine Betreuung während der Diplomarbeit seitens der Fachhochschule;
- allen Mitarbeitern des Max Planck Institutes und besonders des Hochfrequenzlabors, die mich jederzeit bei kniffligen Fragen unterstützten;

(Thomas Berenz)

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Das Square Kilometre Array - SKA	1
1.1.1	Verwendete Antennen	1
1.1.2	Rauschverhältnis	2
1.1.3	Ausblick	2
1.2	Übersicht über den Demonstrator EMBRACE	3
1.3	Die Übertragung vom Antenna Tile zum Backend	4
<b>2</b>	<b>Übertragung der digitalen Steuersignale</b>	<b>5</b>
2.1	Datenrate	5
2.2	Das Ethernet Signal	7
2.2.1	Überblick über die verschiedenen Ethernet Standards	7
2.2.2	10Base-T	10
2.2.3	100Base-TX	13
2.3	Aktiver Zirkulator	18
2.3.1	Theoretischer Ansatz	18
2.3.2	Simulation mit idealen Komponenten mit Ansoft Simplorer 6.0	20
2.3.3	Transimpedanz Verstärker - Current Feedback OPV	24
2.3.4	Schaltung des Zirkulators	28
2.3.5	Layout des Zirkulators	35
<b>3</b>	<b>Übertragung der analogen Hochfrequenzsignale</b>	<b>37</b>
3.1	Einleitung	37
3.2	Randbedingungen	37
3.2.1	Basismaterial	37
3.2.2	Koaxialanschluss	38
3.2.3	Gleichspannung	38
3.2.4	Massenfertigung	38
3.2.5	Störabstand	38
3.3	Untersuchung der verwendeten Komponenten	38
3.3.1	Basismaterial	38
3.3.2	Koaxialkabel	39
3.3.3	Koaxstecker	40
3.4	Grundidee	41
3.4.1	Strombelastung der Leiterbahnen	42
3.4.2	Theoretische Betrachtungen zur Stichleitung	43
3.4.3	Theoretische Betrachtung zur Impedanzanpassung	44

3.5	Leitungstransformator mit Stichleitung . . . . .	45
3.5.1	Transformator Version 1a . . . . .	46
3.5.2	Simulation in ADS2005A . . . . .	46
3.5.3	Praktische Realisierung . . . . .	47
3.5.4	Vergleich zwischen Messergebnis und Simulation . . . . .	48
3.6	Schlussfolgerung aus den vorangegangenen Versuchen . . . . .	49
3.7	Leitungstransformator ohne Stichleitung . . . . .	51
3.7.1	Hochpassfilter . . . . .	52
3.7.2	Gleichstrom Einspeisung . . . . .	54
3.7.3	Leitungstransformator . . . . .	55
3.7.4	Fertige Platine . . . . .	57
<b>4</b>	<b>Zusammenschaltung aus Multiplexer und Zirkulator</b>	<b>58</b>
4.1	Messung des analogen Hochfrequenz Übertragungswegs . . . . .	59
4.1.1	Anpassung . . . . .	59
4.1.2	Frequenzgang . . . . .	60
4.1.3	Gruppenlaufzeit und Phasengang . . . . .	61
4.2	Messung des digitalen Signalwegs . . . . .	62
4.2.1	Anpassung . . . . .	62
4.2.2	Frequenzgang . . . . .	63
4.2.3	Gruppenlaufzeit . . . . .	64
4.3	Isolation zwischen analogem und digitalem Übertragungsweg . . . . .	66
4.4	Messung mit Zirkulator im Übertragungsweg . . . . .	67
4.4.1	Zeitsignal und Laufzeit . . . . .	67
4.4.2	Augendiagramm . . . . .	68
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung der Ergebnisse</b>	<b>69</b>
<b>A</b>	<b>Berechnungen</b>	<b>71</b>
<b>B</b>	<b>Schaltpläne</b>	<b>77</b>
<b>C</b>	<b>Layoutpläne</b>	<b>87</b>
<b>D</b>	<b>Gehäusepläne</b>	<b>90</b>
<b>E</b>	<b>Resistives Anpassglied von <math>50\Omega</math> auf <math>75\Omega</math></b>	<b>100</b>
<b>F</b>	<b>Strombelastbarkeit von Leiterbahnen</b>	<b>102</b>
<b>G</b>	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>103</b>

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Blockschaltbild EMBRACE . . . . .	3
1.2	Aufbau der CDC Unit . . . . .	4
2.1	Digitale Codierungsverfahren . . . . .	11
2.2	Spektrum eines 10 MBit Signals . . . . .	12
2.3	Codierungsmechanismus bei 100Base-TX . . . . .	13
2.4	4B5B Codetabelle bei 100Base-TX . . . . .	14
2.5	MLT-3 Codebeispiel . . . . .	15
2.6	MLT-3 mit maximaler Frequenz . . . . .	16
2.7	Spektrum eines 100Base-TX Signals . . . . .	17
2.8	Blockschaltbild eines Zirkulators . . . . .	18
2.9	Subtrahierverstärker mit Hilfe eines OPV . . . . .	18
2.10	Prinzipschaltbild eines Zirkulators . . . . .	20
2.11	Simulation des aktiven Zirkulators . . . . .	21
2.12	Simulationsergebnis des aktiven Zirkulators . . . . .	23
2.13	Voltage Feedback Operationsverstärker . . . . .	25
2.14	Current Feedback Operationsverstärker . . . . .	25
2.15	Prinzipschaltbild eines nichtinvertierenden Verstärkers . . . . .	25
2.16	Feedbackwiderstand des LMH6738 in Abhängigkeit der Verstärkung . . . . .	28
2.17	HF Ersatzschaltbild eines Chipkondensators . . . . .	29
2.18	Ersatzschaltbild eines Chipkondensators bei hohen Frequenzen . . . . .	29
2.19	Impedanz eines Tantal Kondensators in Abhängigkeit der Frequenz . . . . .	29
2.20	Prinzipschaltung des PI-Dämpfungsgliedes . . . . .	32
2.21	Simulationsaufbau des Zirkulatortiefpasses . . . . .	33
2.22	Schaltbild des Zirkulatortiefpasses . . . . .	33
2.23	Simulationsergebnis des Zirkulatortiefpasses . . . . .	34
2.24	Simulation des Zirkulatortiefpasses (vergrößert) . . . . .	34
2.25	Bauteilseite des Zirkulators 4.2.1 . . . . .	35
2.26	Layoutseite des Zirkulators 4.2.1 . . . . .	35
3.1	Abhängigkeit der Permittivität von der Frequenz bei FR4 . . . . .	39
3.2	Frequenzgang des 31 m Koaxialkabels . . . . .	40
3.3	SMA Stecker . . . . .	41
3.4	Grundidee eines Filters von Eric van der Wal . . . . .	42
3.5	Leitungstransformation im Smith diagramm . . . . .	45
3.6	Schaltung des Transformators Version 1a . . . . .	46
3.7	Ansicht des fertigen Multiplexers Version 1a . . . . .	47

3.8	Reflektionsmessung des fertigen Transformators Version 1a . . . . .	48
3.9	Abweichung des Fraesplotters . . . . .	49
3.10	Feldverteilung in Mikrostreifenleitungen bei niedrigen Frequenzen . . . . .	50
3.11	3D Ansicht der gefrästen Leiterbahn . . . . .	50
3.12	3D Ansicht der gefrästen Leiterbahn in Falschfarben . . . . .	50
3.13	Blockschaltbild des Multiplexers Variante 1 . . . . .	51
3.14	Blockschaltbild des Multiplexers Variante 2 . . . . .	51
3.15	Schaltplan 400MHz Hochpassfilter . . . . .	52
3.16	Vergleich zwischen Messergebnis und Simulation des 400 MHz Hochpass . . . . .	53
3.17	Vergleich zwischen Messergebnis und Simulation des 400 MHz Hochpass . . . . .	53
3.18	Foto der fertigen Filterplatinen . . . . .	54
3.19	HF Ersatzschaltbild einer Induktivität . . . . .	54
3.20	Leitungstransformation im Smith Diagramm . . . . .	56
3.21	Foto der fertig aufgebauten Multiplexers Version 2.2 . . . . .	57
4.1	Messaufbau mit fertigen Platinen . . . . .	58
4.2	Reflexionsdämpfung des analogen Eingangs . . . . .	59
4.3	Transmissionsdämpfung der kompletten analogen Übertragungsstrecke . . . . .	60
4.4	Transmissionsdämpfung der analogen Übertragungsstrecke (vergrößerter Ausschnitt) . . . . .	60
4.5	Gruppenlaufzeit und Transmissionsdämpfung der kompletten Übertragungsstrecke . . . . .	61
4.6	Reflexionsdämpfung des digitalen Eingangs . . . . .	62
4.7	Reflexionsdämpfung des digitalen Eingangs(vergrößert) . . . . .	62
4.8	Transmissionsdämpfung der digitalen Übertragungsstrecke . . . . .	63
4.9	Transmissionsdämpfung der digitalen Übertragungsstrecke (vergrößert) . . . . .	63
4.10	Gruppenlaufzeit und Transmissionsdämpfung der digitalen Übertragungsstrecke . . . . .	64
4.11	Schema einer Kollision bei Ethernet . . . . .	65
4.12	Isolation zwischen analogem und digitalem Übertragungspfad . . . . .	66
4.13	Zeitsignal eines 10 MBit Ethernetsignal . . . . .	67
4.14	Augendiagramm am Eingang des Zirkulators . . . . .	68
4.15	Augendiagramm am Ausgang des Zirkulators . . . . .	68
A.1	Prinzipschaltung des PI-Dämpfungsgliedes . . . . .	74
A.2	Schaltbild aus zwei 1/4 Lambda Leitungstransformatoren . . . . .	76
A.3	Komplettes Smith Diagramm zur Schaltung aus Bild A.2 . . . . .	77
B.1	Schaltplan des Zirkulators Version 4.2.1 . . . . .	78
B.2	Messanordnung Streuparameter Multiplexer 2.2 . . . . .	79
B.3	Schaltplan des Multiplexers Version 2.2 . . . . .	80
B.4	Messanordnung des Hochpassfilters . . . . .	81
B.5	Schaltplan des Hochpassfilters . . . . .	82
B.6	Messanordnung des Tiefpassfilters . . . . .	83
B.7	Schaltplan des 150 MHz Tiefpassfilters . . . . .	84

B.8	Schaltplan des 3 dB Dämpfungsgliedes . . . . .	85
B.9	Schaltplan des Leitungstransformators 1a Version 4.2.1 . . . . .	86
C.1	Bauteilseite des Multiplexers Version 2.2 . . . . .	87
C.2	Bauteilseite des Zirkulators 4.2.1 . . . . .	87
C.3	Layoutseite des Zirkulators 4.2.1 . . . . .	87
C.4	Bestückung der Bauteilseite des Zirkulators 4.2.1 . . . . .	88
C.5	Bestückung der Layoutseite des Zirkulators 4.2.1 . . . . .	88
C.6	Bauteilseite des Multiplexers Version 1a . . . . .	88
C.7	Bauteilseite des 400 MHz Hochpassfilters . . . . .	88
C.8	Bauteilseite des 150 MHz Tiefpassfilters . . . . .	89
D.1	3D Modell des Multiplexer Gehäuses . . . . .	90
D.2	Werkstattzeichnung des Multiplexergehäuses . . . . .	91
D.3	Werkstattzeichnung des Multiplexer Gehäusedeckels . . . . .	92
D.4	Werkstattzeichnung der Klemme für SMA Eingang 1 . . . . .	93
D.5	Werkstattzeichnung der Klemme für F-Stecker . . . . .	94
D.6	Werkstattzeichnung der Klemme für SMA Eingang 2 . . . . .	95
D.7	3D Modell des Zirkulator Gehäuses . . . . .	96
D.8	Werkstattzeichnung des Zirkulatorgehäuses . . . . .	97
D.9	Werkstattzeichnung des Zirkulator Gehäusedeckels . . . . .	98
D.10	Werkstattzeichnung der Klemme für SMA Ausgang . . . . .	99
E.1	Anpassglied von 50 Ohm auf 75 Ohm . . . . .	100
E.2	Bauteilseite des Anpassgliedes . . . . .	101
E.3	Layoutseite des Anpassgliedes . . . . .	101
E.4	Bestückung der Bauteilseite des Anpassgliedes . . . . .	101
E.5	Foto des Anpassglied von 50 Ohm auf 75 Ohm . . . . .	101
E.6	Transmissionsdämpfung des Anpassgliedes . . . . .	101
F.1	Strombelastbarkeit von Leiterbahnen . . . . .	102

# Tabellenverzeichnis

2.1	Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 10Base-T . . . . .	8
2.2	Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 100Base-T4 . . . . .	9
2.3	Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 100Base-T2 . . . . .	9
2.4	Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 100Base-TX . . . . .	10
2.5	Zuordnung der Signale zu den Adern des Twisted Pair Kabels . . . . .	13
2.6	Übersicht über die verschiedenen OP Typen . . . . .	24
2.7	Parameter zur Synthese des Tiefpassfilters im Zirkulatorausgang . . . . .	32
3.1	Parameter zur Synthese des Hochpassfilters im HF Pfad . . . . .	52
3.2	Parameter des Leitungstransformators . . . . .	55
4.1	Verwendete Messgeräte . . . . .	59



# Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere hiermit, dass ich diese Arbeit selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Quellen angefertigt habe. Diese Arbeit wurde in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht. Alle Ausführungen, die wörtlich oder sinngemäß übernommen wurden, sind als solche gekennzeichnet.

Bonn, am 18. März 2007

---

Thomas Berenz

# 1 Einleitung

## 1.1 Das Square Kilometre Array - SKA

Die Diplomarbeit ist Teil des internationalen Großprojektes SKA<sup>1</sup>. Das SKA ist als Radioteleskop mit einem Quadratkilometer Sammelfläche geplant. Das bedeutet eine rund hundertfache Steigerung der Empfindlichkeit gegenüber heutigen Radioteleskopen. Ziel ist es, nach den ersten Strukturen im Universum zu suchen, die Natur der Dunklen Materie zu erkunden sowie die Gravitationswellen nachzuweisen und die allgemeine Relativitätstheorie mit bislang unerreichter Präzision zu überprüfen.

Die ersten Ideen zur Realisierung eines großen Radioteleskops stammten aus dem Jahr 1990. Aus der damals eingesetzten Arbeitsgruppe entstand vier Jahre später die Projektstudie »Very Large Radio Telescope«. 1998 erhielt das Projekt den Namen »Square Kilometre Array«. Zum heutigen Zeitpunkt sind 34 Institute aus 15 Ländern an der Realisierung des Projekts beteiligt.

### 1.1.1 Verwendete Antennen

Das endgültige SKA soll den Frequenzbereich von 100 MHz bis 25 GHz durch mehrere breitbandige Empfangsbereiche abdecken. Dazu sollen zwei verschiedene Arten von Empfangsantennen eingesetzt werden:

- Parabolspiegel für Frequenzen ab ca. 500 MHz
- Phased Arrays aus einfachen Antennen für Frequenzen bis ca. 500 MHz

Parabolspiegel sind nur in einem Frequenzbereich größer als 1 GHz sinnvoll einsetzbar. Werden die Frequenzen kleiner, so sinkt das Verhältnis von Spiegeldurchmesser zu Wellenlänge. Ab einem Verhältnis von etwa zehn sinkt die Antennenleistung, da der Spiegel kleiner ist als

---

<sup>1</sup>Square Kilometre Array

der Ausleuchtungswinkel der Hornantenne. Da der Durchmesser der Parabolspiegel beim SKA mindestens 10 m betragen wird, ist also ein Betrieb bei Frequenzen bis 300 MHz sinnvoll.

Der untere Frequenzbereich wird durch sogenannte »Phased Arrays« abgedeckt. Diese bestehen aus einer großen Zahl von einfachen Antennen, die fest am Boden montiert sind. Die Antennenkeulen der einzelnen Stationen werden hier durch Phasenverzögerungen zwischen den Elementen elektronisch erzeugt. Anschließend wird die empfangene Strahlung digitalisiert und über breitbandige Glasfaserleitungen zu einem Zentralrechner übertragen, der dann das Gesamtteleskop steuert. Ein großer Vorteil des Phased Arrays ist die Möglichkeit mehrere Himmelsrichtungen gleichzeitig und unabhängig voneinander zu betrachten. Konkret wird es beim SKA möglich sein, vier verschiedene Punkte zu beobachten.

### 1.1.2 Rauschverhältnis

Um einen Empfänger zu beurteilen muss unter anderem dessen Eigenrauschen betrachtet werden. Dieses ist definiert als das Produkt aus Boltzmann Konstante<sup>2</sup>, absoluter Temperatur und der verwendeten Bandbreite.

$$N = k * t * B \quad (1.1)$$

$$\frac{N}{dBm} = -198 + 10 * \log\left(\frac{T}{K}\right) + 10 * \log\left(\frac{B}{f}\right) \quad (1.2)$$

Die Empfindlichkeit ist als das Verhältnis von Signalpegel zu Rauschpegel gegeben.

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{dBm} - \frac{N}{dBm} = \frac{S}{dBm} - 198 - 10 * \log\left(\frac{T}{K}\right) - 10 * \log\left(\frac{B}{f}\right) \quad (1.3)$$

Wie aus Gleichung 1.3 zu ersehen ist, ist der Signal Störabstand bei gegebener Bandbreite nur von der Temperatur abhängig. Daher wird in klassischen Teleskopen der Radioastronomie der Empfänger meist mit flüssigem Stickstoff oder Helium gekühlt. Aufgrund der hohen Anzahl an Antennen und Empfängern ist dies jedoch beim SKA nicht möglich.

### 1.1.3 Ausblick

Außerdem sollten die benötigten Komponenten in großer Stückzahl hergestellt werden können um den Preis so niedrig wie möglich zu halten. Daher sollten möglichst wenige und vor allem preiswerte Bauteile zum Einsatz kommen.

---

<sup>2</sup> $1,38 * 10^{-23} \frac{Ws}{K}$

Das bis zur Fertigstellung von SKA größte Radioteleskop welches nach dem Phased Array Prinzip arbeitet, entsteht derzeit in den Niederlanden. LOFAR<sup>3</sup> arbeitet in den Frequenzbereichen 30 MHz - 80 MHz und 110 MHz - 240 MHz. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse fließen in die in der Entwicklung befindliche SKADS<sup>4</sup> ein, die eine Vorstufe zum endgültigen SKA Projekt ist. Diese Studie ist die Grundlage dieser Arbeit.

## 1.2 Übersicht über den Demonstrator EMBRACE

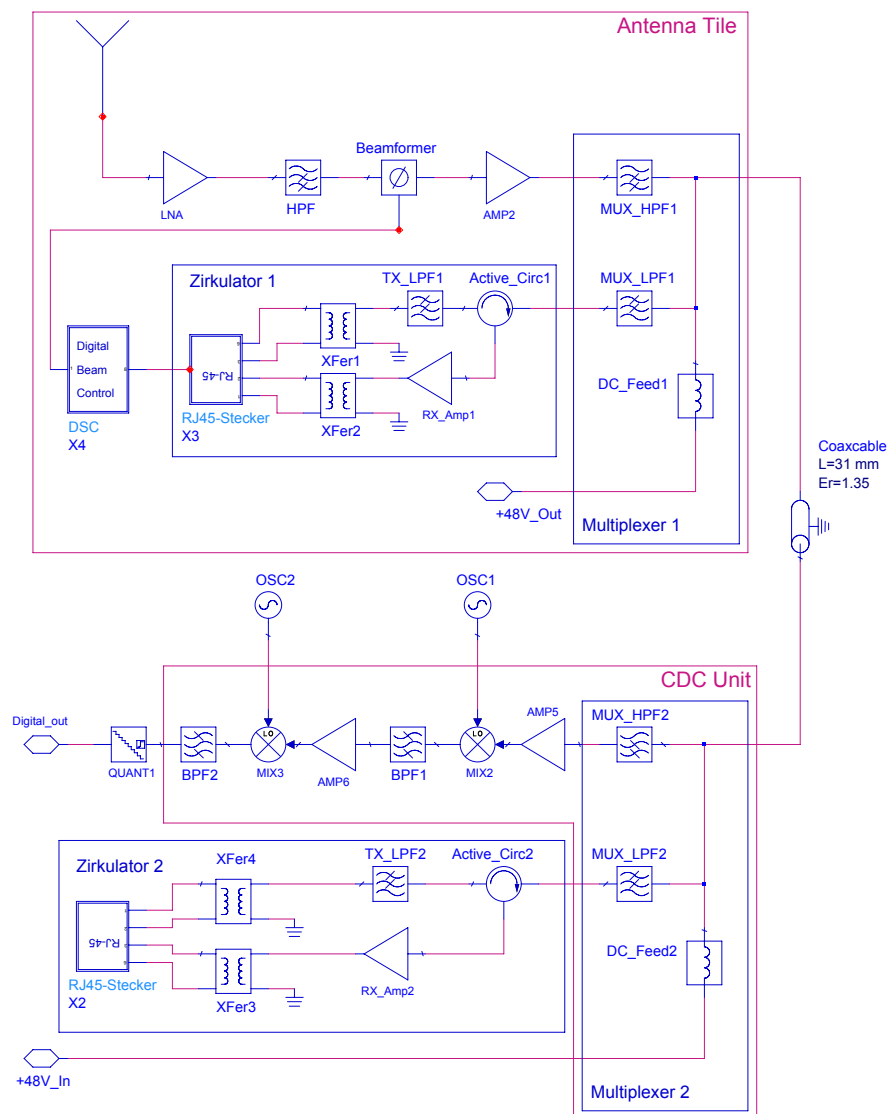


Abbildung 1.1: Blockschaltbild zum EMBRACE Demonstrator

<sup>3</sup>Low Frequency Array

<sup>4</sup>SKADS - Square Kilometre Array Design Study

Bild 1.1 auf der vorherigen Seite zeigt das EMBRACE Blockschaltbild. Die darin abgebildeten Multiplexer sind Teil dieser Arbeit. Wie in Bild 1.2 zu erkennen ist, befindet sich der Koaxialstecker ebenso wie der Multiplexer auf dem CDC<sup>5</sup>-Mainboard. Damit sind bereits verschiedene Randbedingungen zum Design vorgegeben, die in Kapitel 3.2 näher beschrieben werden.

Ein weiterer Teil der Arbeit sind die ebenfalls im Blockschaltbild dargestellten Zirkulatoren, die das digital Data Interface bereitstellen. Diese sollen, wie in Bild 1.2 zu sehen ist, als Piggy Back Board<sup>6</sup> auf der CDC-Unit aufgebaut werden. Da die digitalen Signale, wie in Kapitel 2.2 auf Seite 7 gezeigt wird, aufgrund der steilen Flanken noch Frequenzanteile besitzen, die in den Messbereich fallen, wird diese Platine komplett einzeln abgeschirmt.

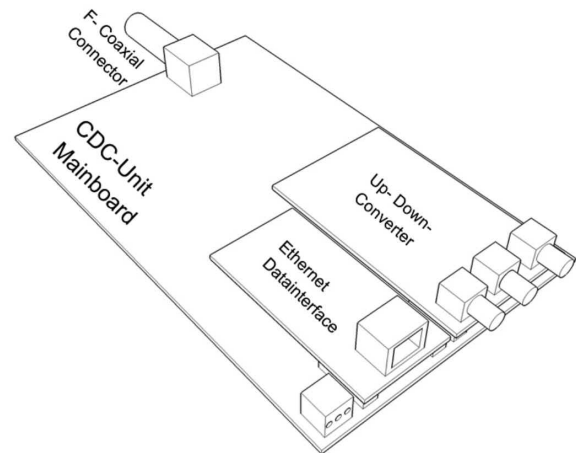


Abbildung 1.2: Aufbau der CDC Unit (van der Wal)

## 1.3 Die Übertragung vom Antenna Tile zum Backend

Gegenstand dieser Arbeit ist die möglichst kostengünstige Übertragung von digitalen voll duplex Steuerdaten im Basisband, einer Gleichspannung von 48 V/3 A parallel zu einer Hochfrequenz im Frequenzbereich von 0,4 GHz bis 1,6 GHz zwischen Antenna Tile<sup>7</sup> und Backend<sup>8</sup>. Diese sollte, ebenfalls aus Kostengründen, mit Hilfe eines handelsübliches Koaxialkabel aus dem Consumer Bereich mit Wellenwiderstand 75  $\Omega$  realisiert werden.

<sup>5</sup>Control and Downconverter

<sup>6</sup>Huckepack Platine

<sup>7</sup>Das Antennenfeld, das die Radiowellen empfängt; entspricht der Signalquelle

<sup>8</sup>Der Endpunkt der Übertragungstrecke, wo die hochfrequenten Zwischenfrequenzsignale digitalisiert werden; entspricht der Signalsenke

## 2 Übertragung der digitalen Steuersignale

Zum Steuern der Phased Arrays werden digitale Steuerinformationen an die Antenna Tiles übertragen. Diese bestimmen die Phasen- und Amplitudenveränderungen und beeinflussen damit die Form der Antennenkeulen. An diese Schnittstelle werden verschiedene Forderungen gestellt:

- Jedes Antenna Tile muss einzeln ansprechbar sein
- Die Übertragung sollte im Vollduplex Betrieb möglich sein, um ein Handshake zu vereinfachen
- Das Interface sollte auch in Zukunft noch einsetzbar sein
- Die Übertragung der Signale sollte im Basisband stattfinden

Ethernet deckt alle oben genannten Anforderungen ab. Es ist das meist verwendete Netzwerkprotokoll und ist daher weltweit verbreitet. Dies garantiert, dass auch in Zukunft noch Komponenten erhältlich sind, die Ethernet unterstützen.

### 2.1 Datenrate

Zum Bestimmen der benötigten Datenrate ist es nicht sinnvoll die Bewegung der Sterne als Referenz zu verwenden, da sich diese sehr langsam bewegen. Deshalb wurde als Referenz für die Bestimmung der Datenrate RFI<sup>1</sup> gewählt, die von LEO<sup>2</sup> Satelliten ausgesendet wird. Die Umlaufzeit eines solchen Satelliten kann mit ca. 90 min angegeben werden. Um diese Störsignale auszublenden, werden Algorithmen benutzt, die an die entsprechende Stelle des Beams eine Nullstelle einfügen.

---

<sup>1</sup>Radio Frequency Interference - Hochfrequenzstörung

<sup>2</sup>Low Earth Orbit - Höhe der Umlaufbahn ca. 700 km bis 1500 km

Von einer Nullstelle spricht man bei einem Einbruch von ca. 15 dB im Verhältnis zum Maximalwert. Die synthetisierte Nullkeule beträgt ca.  $\frac{1}{10}$  der Gesamtkeulenbreite. Per Definition beträgt die Keulenbreite eines Antenna Tiles  $10^\circ$ . Wenn man nun von 300 verfügbaren Tiles ausgeht, so entsprechen diese bei quadratischer Aufstellung ca.  $17 \times 17$  Tiles. Damit verkleinert sich die Beambreite für die gesamten Tiles auf:

$$BW = \frac{10^\circ}{17} = 0,5882 \approx 0,6^\circ \quad (2.1)$$

Dadurch entspricht die Nullkeulenbreite

$$BW_0 = 0,1 * BW = 0,1 * 0,6^\circ = 0,06^\circ \quad (2.2)$$

Die Winkelgeschwindigkeit des LEO Satelliten beträgt bei 90 min Umlaufzeit

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{90 \text{ min} * 60 \frac{s}{\text{min}}} \approx \frac{0.0012 \text{ rad}}{s} \approx \frac{0,07^\circ}{s} \quad (2.3)$$

Damit nun die Nullstelle dem Satellit folgen kann, muss der Beam in gewissen Zeitabständen wieder auf den Satelliten ausgerichtet werden. Diese zeitlichen Abstände ergeben sich zu

$$T = \frac{BW_0}{\omega} = \frac{0,06^\circ}{0,07^\circ} s = 0,857 \text{ s} \quad (2.4)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,857 \text{ s}} = 1,17 \text{ Hz} \approx 1 \text{ Hz} \quad (2.5)$$

Die Datenmenge, die pro Updatevorgang übertragen werden muss, ist abhängig von der Anzahl der zu steuernden Antennen. Jedes Antenna Tile besteht aus 64 Antennen mit je zwei Beams und zwei Polarisationen. Jeweils vier Tiles werden anschließend noch zu einer Übertragungsstrecke zusammengefasst. Daraus ergibt sich eine Datenmenge von  $64 * 2 * 2 * 4 = 1024$  Settings. Für jedes Setting wird ein Byte übertragen. Zieht man den Overhead, der unter anderem durch Handshake entsteht, mit in die Rechnung, so entspricht ein Byte zehn Bit. Daraus folgt für die gesamte Datenrate:

$$D = 1024 \text{ bit} * 1 \text{ Byte} * 10 \frac{\text{bit}}{\text{Byte}} = 10 \text{ kbit} \quad (2.6)$$

Mit dem Ergebnis aus Gleichung 2.5 ergibt sich damit eine Datenrate von mindestens  $10 \frac{\text{kbit}}{s}$ .

Es besteht die Möglichkeit, dass die Übertragung der steilflankigen Digitalsignale den Empfang der Hochfrequenzsignale stören könnte. Daher findet während der Messung keine Übertragung von digitalen Steuerdaten statt. Zum jetzigen Zeitpunkt wird daher eine prozentuale Beobachtungszeit von 99 % angenommen, in der keine Kommunikation stattfinden kann. Auf Grund dessen müssen die in Gleichung 2.6 auf der vorherigen Seite errechneten  $10 \frac{kbit}{s}$  um den Faktor 100 erhöht werden, woraus sich eine minimal benötigte Datenrate von  $1 \frac{Mbit}{s}$  ergibt. Aufgrund von Overhead und eventuell aufwendigerer zukünftiger Algorithmen wird diese sicherheitshalber noch mit einem Faktor von 3 multipliziert. Das führt zu endgültigen Datenrate von  $3 \frac{Mbit}{s}$ .

## 2.2 Das Ethernet Signal

### 2.2.1 Überblick über die verschiedenen Ethernet Standards

Der Standard IEEE 802.3 beschreibt die verschiedenen Ethernet Varianten bis zu einer Übertragungsrate von  $10 \frac{Gbit}{s}$ . Von Bedeutung für diese Arbeit ist lediglich der 10Base-T und der 100Base-TX Standard, da sie die Vollduplex Übertragung über Twisted Pair Kabel beschreibt. Diese und die weiteren Standards, die die Übertragung über Kupferkabel bis 100 MBit beschreiben, sind in Kurzform unten aufgeführt.

**10Base-5** 10 MBit Übertragung über  $50\Omega$  RG8 bzw. RG11 Koaxialkabel. Aufgrund der gelben Kabelfarbe und des großen Durchmessers wurde diese Netzwerkart auch mit »Yellow Cable« oder »Thick Ethernet« bezeichnet. Die Segmentlänge beträgt 500 m. Der Anschluss erfolgt über externe MAUs<sup>3</sup>. Die Übertragung zwischen zwei Teilnehmern kann im Vollduplex Modus erfolgen. Wird ein Bus mit mehreren Teilnehmern aufgebaut, ist nur Halbduplexbetrieb möglich.

**10Base-2** 10 MBit Übertragung über  $50 \Omega$  RG58 Koaxkabel. Da das verwendete Koaxialkabel dünner und vor allem preiswerter ist, wird dieser Netzwerkstandard auch als »Thin Ethernet« oder »Cheapernet« bezeichnet. Die maximale Segmentlänge beträgt nur 185 m. Auch hier ist mit mehreren Teilnehmern nur Halbduplex Betrieb möglich. Zwischen 2 Teilnehmern kann die Übertragung im Vollduplexmodus erfolgen.

**10Broad-36** 10 MBit Übertragung über  $75 \Omega$  Koaxialkabel. Vorrangig für den Backbone Bereich entwickelt unterstützt es Segmentlängen bis 3600 m. Die Übertragung erfolgt

---

<sup>3</sup>Medium Access Unit



nicht im Basisband, sondern frequenzversetzt. Weiterhin können zur Übertragung zwei Kabel benutzt werden, jeweils eines für die zulaufende- und eines für die fortlaufende Welle. Dabei besitzen beide Wellen die selbe Trägerfrequenz. Zum Anschluss wird ein F-Koaxialstecker verwendet.

**10Base-T** 10 MBit Übertragung über Twisted Pair Kabel vom Typ Cat-3 oder besser mit einem Wellenwiderstand von  $100 \Omega$ . Der verwendete Steckverbinder ist ein 8P8C Modular Steckverbinder <sup>4</sup>. Die Signale werden differentiell über zwei der vier verfügbaren Adernpaare übertragen. In Tabelle 2.1 ist die Belegung des Modularsteckers zu sehen.

Tabelle 2.1: Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 10Base-T (IEEE 2005a)

Kontakt	ohne Crossover	mit Crossover (Repeater)
1	TXD1+	RXD1+
2	TXD1-	RXD1-
3	RXD1+	TXD1+
4	not used	not used
5	not used	not used
6	RXD1-	TXD1-
7	not used	not used
8	not used	not used

Die maximale Segmentlänge beträgt 100 m. Im Gegensatz zu den oben angegebenen Standards wird 10Base-T nicht als Bus, sondern als Sterntopologie aufgebaut. Der Mittelpunkt bildet dabei ein Hub. Sind nur zwei Teilnehmer im Netz vorhanden, so kann die Übertragung im Vollduplexmodus stattfinden. Bei mehreren Teilnehmern ist Vollduplexmodus nur möglich, wenn ein Switching Hub eingesetzt wird.

**100Base-T4** 100 MBit Übertragung über Twisted Pair Kabel vom Typ Cat-3 oder besser mit einem Wellenwiderstand von  $100 \Omega$ . Es wird der 8P8C Modular Steckverbinder verwendet. Die Übertragung erfolgt, wie Tabelle 2.2 auf der nächsten Seite zeigt, über alle 4 verfügbaren Adernpaare im Halbduplex Modus.

<sup>4</sup>Wird häufig auch als RJ-45 Verbinder bezeichnet

Tabelle 2.2: Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 100Base-T4 (IEEE 2005b)

Kontakt	ohne Crossover	mit Crossover (Repeater)
1	TXD1+	RXD2+
2	TXD1-	RXD2-
3	RXD2+	TXD1+
4	BID3+	BID4+
5	BID3-	BID4-
6	RXD2-	TXD1-
7	BID4+	BID3+
8	BID4-	BID3-

Dabei ist zu beachten, das Pin 1 und Pin 2 immer zum Senden und Pin 3 und Pin 6 immer zum Empfangen verwendet werden und damit unidirektional arbeiten. Die beiden restlichen Adernpaare dienen sowohl zum Senden, als auch zum Empfangen und arbeiten damit bidirektional. Ein Vorteil von 100Base-T4 ist, dass eine vorhandene alte Telefonverkabelung verwendet werden kann. Die zugrunde liegende Netzwerktopologie ist ein Stern mit einem Hub als Mittelpunkt.

**100Base-T2** spezifiziert die Übertragung von 100 MBit im Basisband über 2 bidirektionale Adernpaare im Vollduplex modus. Als Medium wird dabei mindestens ein Cat-3 Twisted Pair Kabel mit Wellenwiderstand  $100 \Omega$  verwendet. Als Stecker kommt auch hier ein 8P8C Modular Stecker zum Einsatz. Die Kodierung der Signale erfolgt mittels 25QAM. Tabelle 2.3 zeigt die Belegung des Steckverbinders.

Tabelle 2.3: Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 100Base-T2 (IEEE 2005b)

Kontakt	ohne Crossover	mit Crossover (Repeater)
1	BIDA+	BIDB+
2	BIDA-	BIDB-
3	BIDB+	BIDA+
4	not used	not used
5	not used	not used
6	BIDB-	BIDA-
7	not used	not used
8	not used	not used

**100Base-TX** spezifiziert die Übertragung von 100 MBit im Basisband über Cat5 Twisted Pair Kabel mit einem Wellenwiderstand von  $100 \Omega$ . Zur Übertragung werden 2 der 4 verfügbaren Adernpaare genutzt. Die Belegung des 8P8C Modularsteckers entspricht der von 10BaseT und ist in Tabelle 2.4 wiedergegeben.

Tabelle 2.4: Anschlussbelegung des 8P8C-Steckers bei 100Base-TX (IEEE 2005a)

Kontakt	ohne Crossover	mit Crossover (Repeater)
1	TXD1+	RXD1+
2	TXD1-	RXD1-
3	RXD1+	TXD1+
4	not used	not used
5	not used	not used
6	RXD1-	TXD1-
7	not used	not used
8	not used	not used

Die Netzwerktopologie ist auch hier sternförmig, wobei der Mittelpunkt vorzugsweise ein Switching Hub darstellt. Mit dieser Konfiguration ist dann eine Übertragung im Vollduplex Modus möglich, bei der die maximale Segmentlänge 100 m nicht überschreiten darf.

Nach sorgfältigem Vergleich wurden die zwei nachfolgend näher beschriebenen Protokolle als Grundlage für die Übertragung der digitalen Daten ausgewählt.

### 2.2.2 10Base-T

Der Standard IEEE 802.3 Section 1(IEEE 2005a) beschreibt die Übertragung bei 10 MBit. Dort ist auch die Vollduplex Übertragung über Koaxialkabel spezifiziert. Diese sind unter den Begriffen »10Base-5« und »10Base-2« im Standard zu finden. Jedoch sind beide Standards veraltet und daher die nötigen Transceiver kaum noch zu beschaffen. Aus diesem Grund wird nachfolgend nur noch auf den Standard »10Base-T« bezug genommen.

### 2.2.2.1 Manchester Code

Die Datenbits werden mit einer Zeichenfrequenz von 10 MHz übertragen. Damit ergibt sich die höchste Bitfrequenz bei einem ständigen Wechsel des Datensignals (siehe »1« in Bild 2.1) zu 5 MHz. Diese Binärdaten werden bei 10Base-T mit Hilfe des Manchester Codes codiert. Dieser fügt in die Mitte jedes übertragenen Bits einen Zustandswechsel ein, womit sich die Frequenz des Signals verdoppelt (siehe »2« in Bild 2.1). Zu bemerken ist ausserdem, dass die niedrigste Frequenz des Manchestersignals bei der höchsten Zeichenfrequenz des Datensignals entsteht (siehe »3« in Bild 2.1). Diese beträgt 5 MHz und entspricht damit der höchsten Zeichenfrequenz der Eingangsdaten.

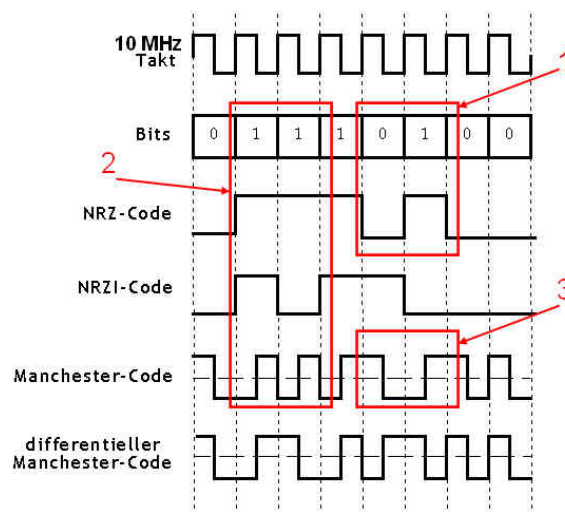


Abbildung 2.1: Digitale Codierungsverfahren (Netzmafia)

### 2.2.2.2 Theoretische Betrachtungen zum Frequenzspektrum

Bei digitalen Daten entstehen neben den Hauptspektralanteilen noch Anteile bei höheren Frequenzen. Gleichung 2.7 (Bartsch 2001, Seite 537) zeigt, dass die weiteren Frequenzanteile bei ungeradzahigen Vielfachen der Taktfrequenz, also bei 30 MHz, 50 MHz, 70 MHz, usw. auftreten<sup>5</sup>

$$f(t) = \hat{U} \frac{4}{\pi} \left( \sin t + \frac{1}{3} \sin 3t + \frac{1}{5} \sin 5t + \dots \right) \quad (2.7)$$

$$f_g \leq f_{Bin} (2k + 1) \quad (2.8)$$

<sup>5</sup>f(t) entspricht dem Zeitsignal des codierten Ethernet Signals

$$k \geq \frac{1}{2} \left( \frac{f_g}{f_{Bin}} - 1 \right) \quad (2.9)$$

Gleichung 2.9 bestimmt die erste Oberwelle, die in das HF Band fällt. Bei 10Base-T und einer Grenzfrequenz von  $f_g = 400 \text{ MHz}$  entspricht dies der 20. Oberwelle. Die 20. Oberwelle hat jedoch nach Gleichung 2.7 auf der vorherigen Seite nur noch  $\frac{1}{40}$  der Amplitude und demnach  $\left(\frac{1}{40}\right)^2 = \frac{1}{1600}$  der Leistung des Basisspektrums. Dies entspricht einem Abfall von  $10 * \log_{10}\left(\frac{1}{1600}\right) \text{ dB} = -32.04 \text{ dB}$

### 2.2.2.3 Vergleich zwischen theoretischem und gemessenem Frequenzspektrum

Die Messung des Spektrums bestätigt das Ergebnis der theoretischen Betrachtung (siehe Bild 2.2). Die Hauptfrequenzanteile liegen überwiegend zwischen 5 und 15 MHz. Auch die Frequenzanteile der Oberwellen lassen sich, wie vorhergesagt, bei ungeradzahigen Vielfachen von 10 MHz nachweisen. Außerdem ist deutlich erkennbar, dass die Signalanteile mit steigender Frequenz stark abfallen und bei 190 MHz bereits nur noch -73 dBm betragen.

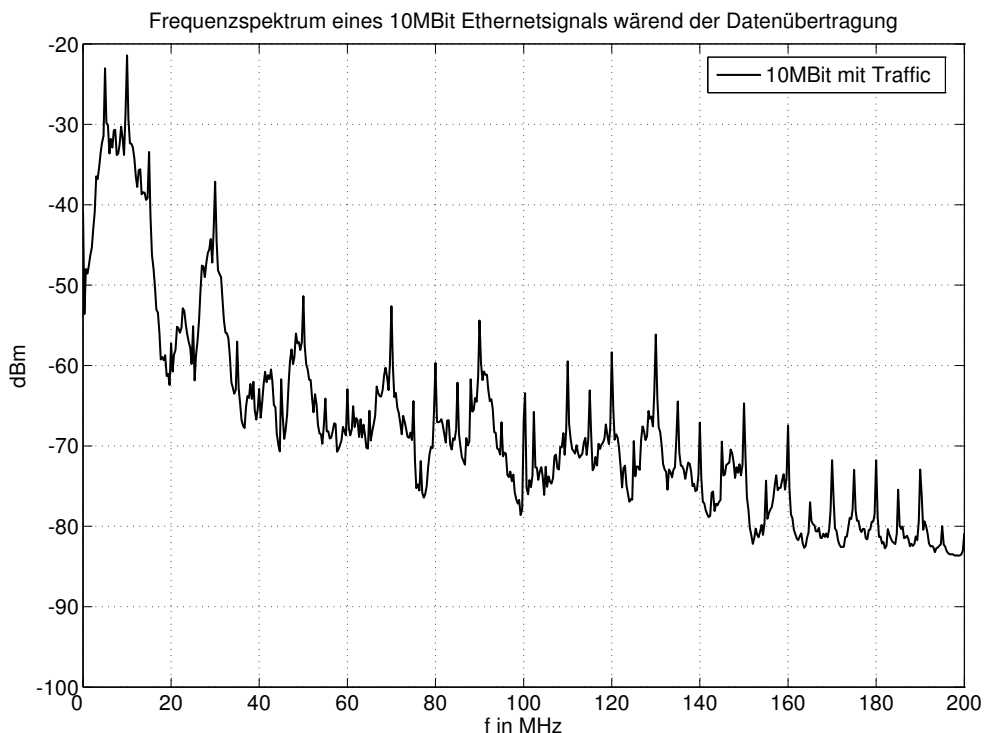


Abbildung 2.2: Spektrum eines 10 MBit Signals

## 2.2.3 100Base-TX

Die Norm zum 100 MBit Ethernet, auch »Fast Ethernet« genannt, wird im IEEE Standard 802.3 Section 2 (IEEE 2005b) beschrieben. Für diese Arbeit ist von den dort beschriebenen Standards nur der »100Base-TX« von Bedeutung, da er die Vollduplexübertragung über Twisted Pair Kabel beschreibt. Verwendet werden dabei, genau wie bei 10Base-T, zwei Adernpaare, die jeweils invertierte Signalpegel tragen. Tabelle 2.5 zeigt die Zuordnung der Signale zu den Adern des Twisted Pair Kabels.

Tabelle 2.5: Zuordnung der Signale zu den Adern des Twisted Pair Kabels (IEEE 2005b, Seite 177)

Kontakt	Signal
1	TX+
2	TX-
3	RX+
4	nicht genutzt
5	nicht genutzt
6	RX-
7	nicht genutzt
8	nicht genutzt

Ein wesentlicher Unterschied zwischen 10Base-T und 100Base-TX besteht jedoch in den verwendeten Codierungsmechanismen. Bei 100Base-TX werden die Daten nicht per Manchestercode, sondern mit einer Kombination aus 4B5B- und MLT-3 Code übertragen. Dieses Schema veranschaulicht Abbildung 2.3.

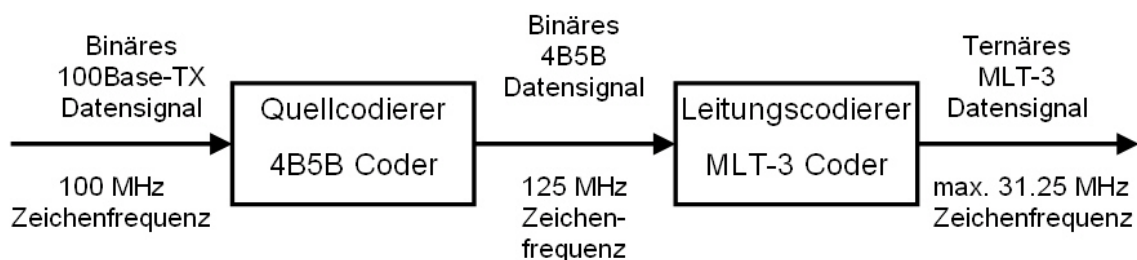


Abbildung 2.3: Codierungsmechanismus bei 100Base-TX

2.2.3.1 Quellcodierung mit 4B5B Coder

Die Zeichenfrequenz bei 100Base-Tx beträgt 100 MHz. Im Gegensatz zu 10Base-T findet vor der Leitungscodierung noch eine Quellcodierung der Daten statt. Als Coder kommt hier ein 4B5B<sup>6</sup> Coder zum Einsatz. Dieser fügt, wie Tabelle 2.4 zeigt, eine zusätzliche Redundanz in das Signal ein. Dadurch können die Codewörter ausgeschlossen werden, die zu mehr als drei aufeinander folgenden Lowpegel führen könnten. Außerdem steigt dadurch die Zeichenfrequenz auf 125 MHz an.

	PCS code-group [4:0] 4 3 2 1 0	Name	MII (TXD/RXD) <3:0> 3 2 1 0	Interpretation
D A T A	1 1 1 1 0	0	0 0 0 0	Data 0
	0 1 0 0 1	1	0 0 0 1	Data 1
	1 0 1 0 0	2	0 0 1 0	Data 2
	1 0 1 0 1	3	0 0 1 1	Data 3
	0 1 0 1 0	4	0 1 0 0	Data 4
	0 1 0 1 1	5	0 1 0 1	Data 5
	0 1 1 1 0	6	0 1 1 0	Data 6
	0 1 1 1 1	7	0 1 1 1	Data 7
	1 0 0 1 0	8	1 0 0 0	Data 8
	1 0 0 1 1	9	1 0 0 1	Data 9
	1 0 1 1 0	A	1 0 1 0	Data A
	1 0 1 1 1	B	1 0 1 1	Data B
	1 1 0 1 0	C	1 1 0 0	Data C
	1 1 0 1 1	D	1 1 0 1	Data D
	1 1 1 0 0	E	1 1 1 0	Data E
	1 1 1 0 1	F	1 1 1 1	Data F
	1 1 1 1 1	I	undefined	IDLE; used as inter-stream fill code
C O N T R O L	1 1 0 0 0	J	0 1 0 1	Start-of-Stream Delimiter, Part 1 of 2; always used in pairs with K
	1 0 0 0 1	K	0 1 0 1	Start-of-Stream Delimiter, Part 2 of 2; always used in pairs with J
	0 1 1 0 1	T	undefined	End-of-Stream Delimiter, Part 1 of 2; always used in pairs with R
	0 0 1 1 1	R	undefined	End-of-Stream Delimiter, Part 2 of 2; always used in pairs with T
J N V A L I D	0 0 1 0 0	H	Undefined	Transmit Error; used to force signaling errors
	0 0 0 0 0	V	Undefined	Invalid code
	0 0 0 0 1	V	Undefined	Invalid code
	0 0 0 1 0	V	Undefined	Invalid code
	0 0 0 1 1	V	Undefined	Invalid code
	0 0 1 0 1	V	Undefined	Invalid code
	0 0 1 1 0	V	Undefined	Invalid code
	0 1 0 0 0	V	Undefined	Invalid code
	0 1 1 0 0	V	Undefined	Invalid code
	1 0 0 0 0	V	Undefined	Invalid code
1 1 0 0 1	V	Undefined	Invalid code	

Abbildung 2.4: 4B5B Codetabelle bei 100Base-TX (IEEE 2005b, Seite 144)

<sup>6</sup>4 bit 5 bit

## 2.2.3.2 Leitungscodierung mit MLT-3 Coder

Mit Hilfe des MLT-3<sup>7</sup> Coders wird das binäre Signal in ein ternäres Signal mit den Pegeln +U, 0 und -U codiert. Dabei wird der Pegel des MLT-3 Signals immer bei einem Highpegel des Eingangsdatenstromes in der Reihenfolge +U, 0, -U, 0 weiter geschaltet (siehe Bild 2.5).

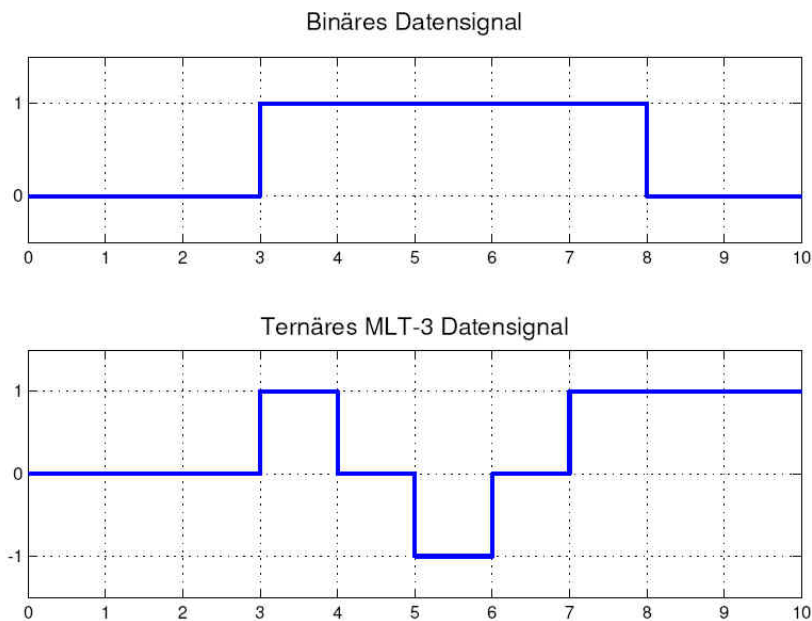


Abbildung 2.5: MLT-3 Codebeispiel

Da der 4B5B Code mehr als drei Lowpegel in Folge verbietet, folgt daraus, dass spätestens nach jedem dritten Bit ein Pegelwechsel im MLT-3 Datenstrom erfolgt. Dies macht eine Taktückgewinnung des Empfängers auch bei langen, gleichen Pegeln des Eingangsdatenstromes möglich.

Folgen vier Highpegel im Eingangsdatenstrom aufeinander, so ist der Pegel des Ausgangsdatenstroms wieder bei seinem ursprünglichen Zustand. Dies ist auch gleichzeitig die größtmögliche Zeichenfrequenz. Daher verringert sich diese von 125 MHz um den Faktor 4, was zu einer Ausgangstaktfrequenz von 31,25 MHz führt. Dieser Zusammenhang ist in Bild 2.6 auf der nächsten Seite ersichtlich.

<sup>7</sup>Multilevel Transmission Encoding - 3 Levels



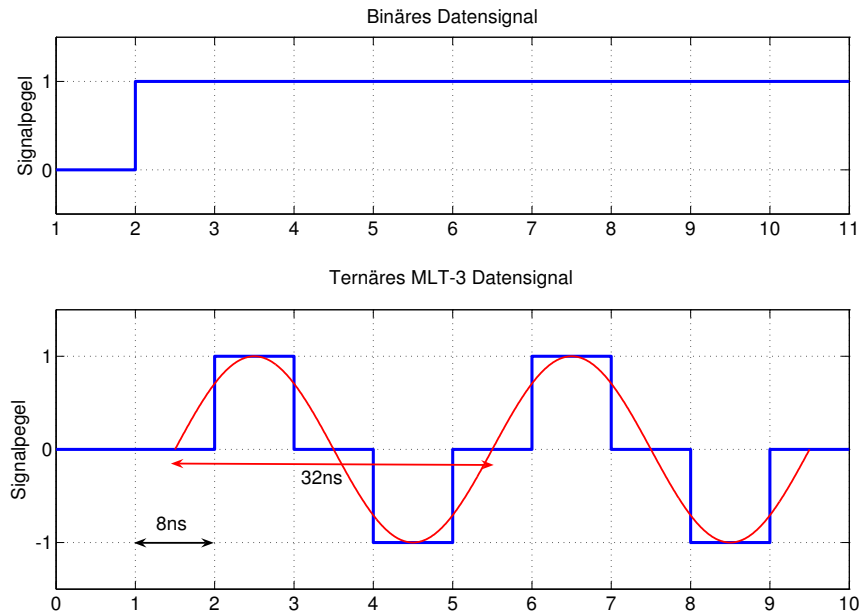


Abbildung 2.6: Die obere Eingangsdatenfolge entspricht nach der MLT-3 Codierung der maximal möglichen Frequenz des unteren Ausgangsdatenstromes

### 2.2.3.3 Theoretische Betrachtungen zum Frequenzspektrum

Da das MLT-3 Signal ebenfalls ein Rechteck Signal ist, entstehen genau wie beim 10Base-T Signal, Oberwellen. Laut Gleichung 2.10 (Bartsch 2001, Seite 538) treten daher auch Frequenzanteile bei ungeradzahigen Vielfachen der Grundfrequenz auf.

$$f(t) = \hat{U} \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos \varphi}{1} \sin(t) + \frac{\cos 3\varphi}{3} \sin(3t) + \dots \right) \quad (2.10)$$

$f(t)$  entspricht dabei dem MLT-3 Datensignals.  $\varphi$  ist die Hälfte des Abstandes zwischen zwei gegensätzlichen Signalpegeln, also  $\frac{\pi}{4}$ . Damit vereinfacht sich Gleichung 2.10 zu Gleichung 2.11.

$$f(t) = \hat{U} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left( \frac{1}{1} \sin(t) - \frac{1}{3} \sin(3t) + \dots \right) \quad (2.11)$$

Nach Gleichung 2.9 auf Seite 12 fällt die 6. Oberwelle in den HF Bereich. Die Amplitude beträgt dabei jedoch noch  $\frac{1}{13}$  der Grundwellenamplitude. Dies entspricht einem Leistungsabfall von  $10 * \log \left( \frac{1}{13} \right)^2 = 20 * \log \left( \frac{1}{13} \right) = -22.28 \text{ dB}$

## 2.2.3.4 Vergleich zwischen theoretischem- und gemessenem Frequenzspektrum

Die Messung des Frequenzspektrums bestätigt die Theorie. Wie in Abbildung 2.7 zu sehen ist, befindet sich ein Maximum unterhalb von ca. 40 MHz. Jedoch bilden sich keine weiteren, gut erkennbaren Nebenmaxima aus. Dies lässt sich auf die Breitbandigkeit aufgrund der unterschiedlichen Kombinationsmöglichkeiten des 4B5B Codes zurückführen.

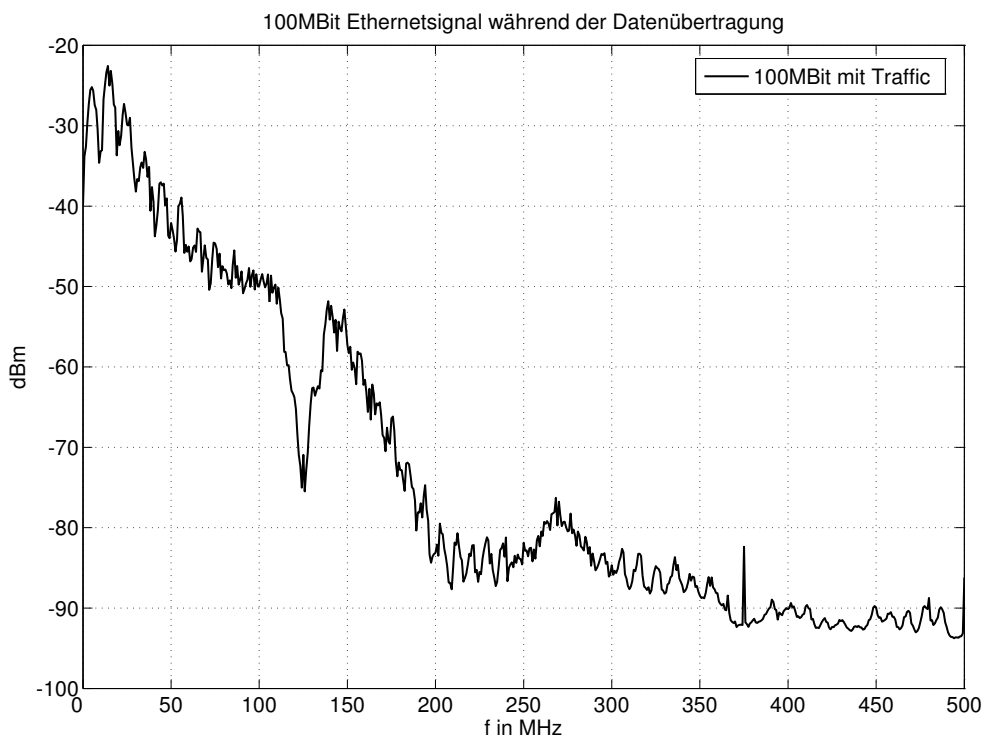


Abbildung 2.7: Spektrum eines 100Base-TX Signals

Zu erkennen ist ebenfalls, dass das Spektrum bei 400 MHz nur noch sehr geringe Spektralanteile besitzt, woraus sich schließen lässt, dass eine Übertragung unterhalb von 400 MHz prinzipiell möglich ist, ohne das HF Band zu stören.

## 2.3 Aktiver Zirkulator

Die Datenkommunikation zwischen Antenna Tile und Backend muss im Vollduplex Modus funktionieren. Da nur ein einziges Koaxialkabel zur Verfügung steht, ist es nötig, die hinlaufende- von der zurücklaufenden Welle zu trennen. Das Bauteil, das diese Funktionalität bietet, wird in der Hochfrequenztechnik als Zirkulator bezeichnet.

### 2.3.1 Theoretischer Ansatz

Bild 2.8 zeigt das Prinzip eines Zirkulators. Die Welle, die in das Tor 1 des Zirkulators einläuft, wird an das Tor 2 weitergeleitet. Eine in Tor 2 hineinlaufende Welle wird an Tor 3 weitergereicht usw. Damit die Wellen durch den Zirkulator getrennt werden ist es nötig die Tore mit den richtigen Wellenwiderständen abzuschließen.

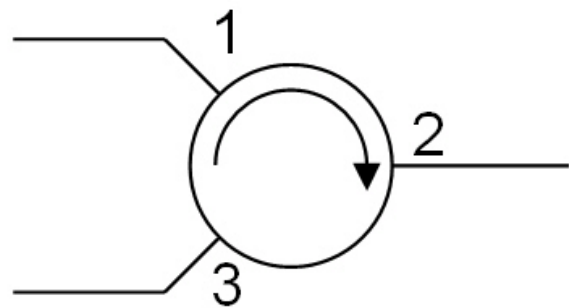


Abbildung 2.8: Blockschaltbild eines Zirkulators

In der Hochfrequenztechnik besteht ein passiver Zirkulator aus einem durch ein Magnetfeld verlaufenden Leiter. Dieser lenkt die Wellen an das jeweils nächste Tor weiter. Die Frequenzen des Ethernetsignals sind jedoch zu niedrig, um einen passiven Zirkulator zu verwenden. Statt dessen kommt ein aktiver Zirkulator zum Einsatz.

#### 2.3.1.1 Der Subtrahierverstärker

Der aktive Zirkulator basiert im Grunde auf der Verschaltung von Operationsverstärkern als Subtrahierverstärker. Bild 2.9 zeigt die Grundschaltung, an der nachfolgend das Funktionsprinzip erläutert und der Verstärkungsfaktor hergeleitet wird.  $\alpha_N$  entspricht dabei dem beabsichtigten invertierenden und  $\alpha_P$  dem nichtinvertierenden Verstärkungsfaktor.

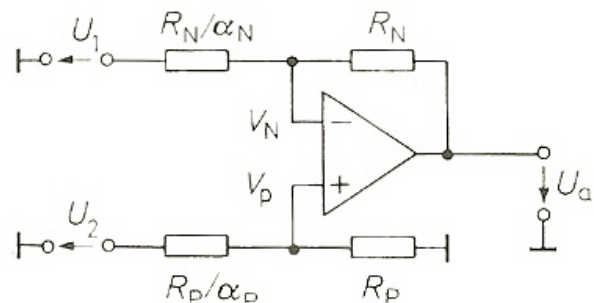


Abbildung 2.9: Subtrahierverstärker mit Hilfe eines OPV (U.Tietze/Ch.Schenk 1999, Seite 771)

Zur Berechnung der Ausgangsspannung kann der Überlagerungssatz angewendet werden. Danach gilt:

$$U_a = k_1 U_1 + k_2 U_2 \quad (2.12)$$

Setzt man  $U_2$  auf 0 V, so arbeitet die Schaltung als normaler invertierender Verstärker, dessen Verstärkungsfaktor mit

$$U_a = -\frac{R_N}{R_N/\alpha_N} * U_1 \quad (2.13)$$

gegeben ist. Wird statt dessen  $U_1$  auf 0 V gesetzt, so stellt sich die Grundschaltung eines nichtinvertierenden Operationsverstärkers dar. Dessen Verstärkung lässt sich wie in Gleichung 2.14 angeben.

$$U_a = \left(1 + \frac{R_N}{R_N/\alpha_N}\right) \frac{R_P}{R_P/\alpha_P + R_P} * U_2 \quad (2.14)$$

Werden nun beide Ansätze nach Gleichung 2.12 überlagert, so ergibt sich für  $U_a$  die folgende Beziehung:

$$U_a = -\frac{R_N}{R_N/\alpha_N} * U_1 + \left(1 + \frac{R_N}{R_N/\alpha_N}\right) \frac{R_P}{R_P/\alpha_P + R_P} * U_2 \quad (2.15)$$

Setzt man nun jeweils gleiche Widerstände für den nichtinvertierenden und den invertierenden Zweig voraus, ergibt sich für  $\alpha_N$  und  $\alpha_P$  jeweils der Wert 1. Damit vereinfacht sich Gleichung 2.15 zu Gleichung 2.16.

$$U_a = U_2 - U_1 \quad (2.16)$$

### 2.3.1.2 Funktionsprinzip eines aktiven Zirkulators mit 3 Toren

In Bild 2.8 auf der vorherigen Seite ist die prinzipielle Schaltung eines Zirkulators mit drei Toren zu sehen.

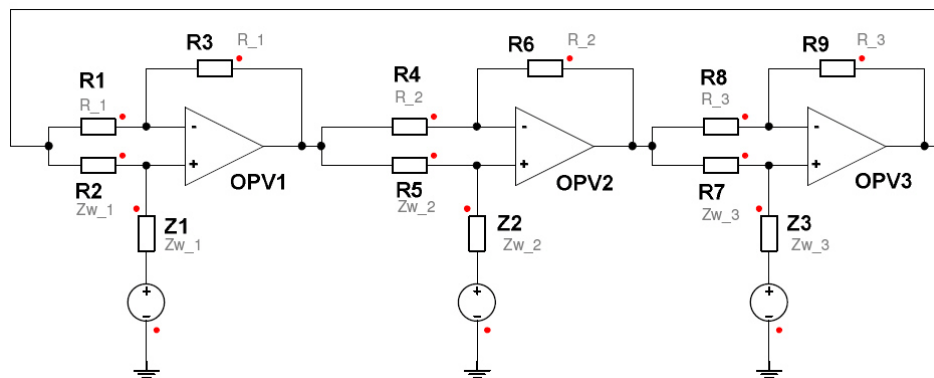


Abbildung 2.10: Prinzipschaltbild eines Zirkulators (U.Tietze/Ch.Schenk 1999)

Jeder der drei Operationsverstärker arbeitet, wie in Abschnitt 2.3.1.1 beschrieben, als Subtrahierverstärker. Da die drei Operationsverstärker nach dem gleichen Prinzip arbeiten, wird im Folgenden nur die Beschaltung des OPV1 erläutert.

Der Widerstand  $Z1$  stellt die Impedanz der Übertragungstrecke dar. Wird eine Welle über die Strecke am nichtinvertierenden Eingang von OPV1 eingespeist, wirkt Widerstand  $R2$  als Anpassungswiderstand für die Übertragungstrecke. Aus diesem Grund muss er den selben Wert besitzen, wie die Impedanz der Strecke. Der Ausgang von OPV3 dient dabei als wechsellspannungsmäßiger Massepunkt. Die Reihenschaltung aus  $Z1$ ,  $R2$  bildet einen Spannungsteiler, der die Spannung der einlaufenden Welle halbiert. Mit der anschließenden Verstärkung  $V = 1 + \frac{R3}{R1} = 2$  ergibt sich dann wieder am Ausgang von OPV1 das ungedämpfte Signal.

Dieses Signal steht dann über die Widerstände  $R4$  und  $R5$  an beiden Eingängen von OPV2. Aufgrund der Verschaltung als Subtrahierer wird das Signal nicht an den Ausgang des OPV2 weitergeleitet, jedoch steht es am nichtinvertierenden Eingang an und somit auf der Übertragungstrecke  $Z2$ .

### 2.3.2 Simulation mit idealen Komponenten mit Ansoft Simplorer 6.0

Zur Simulation des Zirkulators wurde das Programm »Simplorer V6.0« der Firma »Ansoft Corporation« (Ansoft Simplorer 2002) eingesetzt. Simuliert wurde mit idealen Komponenten, um die prinzipielle Funktion der Schaltung zu überprüfen. Die nötigen Operationsverstärker müssen eine Transitfrequenz von einigen 100 MHz besitzen, da, wie in Kapitel 2.2.3.3 auf Seite 16 gezeigt, noch Spektralanteile bei Frequenzen jenseits der 100 MHz liegen. Verstärker mit Frequenzen dieser Größenordnung sind jedoch erst seit wenigen Jahren zu erschwinglichen Preisen auf dem Markt verfügbar und auch der eingesetzte OPV »LMH6738MQ« von

National Semiconductor ist erst seit Mitte 2004 verfügbar. Dies ist der Grund, warum für die meisten dieser Operationsverstärker kein Simulationsmodell existiert und daher auch keine realitätsnahe Simulation durchgeführt werden konnte.

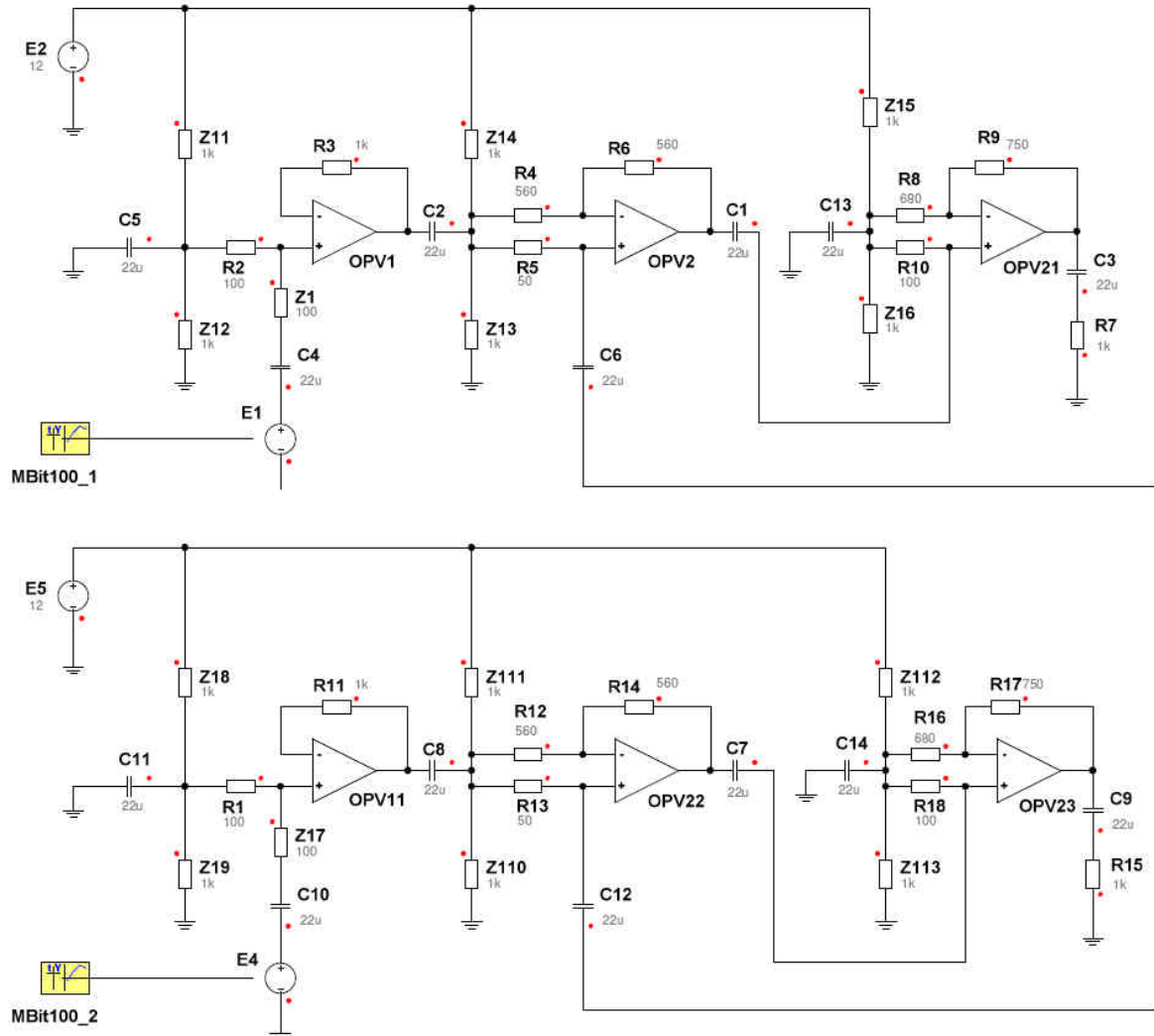


Abbildung 2.11: Simulation des aktiven Zirkulators mit idealen Komponenten.

Bild 2.11 zeigt die Schaltung des aktiven Zirkulators. Diese unterscheidet sich von der in Bild 2.3.1.2 auf Seite 19 erläuterten Schaltung, durch den prinzipiellen Aufbau und die Anzahl der Tore. Die dargestellte Schaltung besitzt nur 2 Tore, und sie bildet keine Ringstruktur. Es werden also nur Signale von  $E1$  nach  $R15$  und von  $E4$  nach  $R7$  übertragen.

Der obere und der untere Teil der Schaltung sind identisch und stellen die beiden Enden der Übertragungsstrecke dar. Daher wird im Folgenden nur ein Teil der Strecke beschrieben. Das Koaxialkabel mit samt seinem Wellenwiderstand wurde bei der Simulation vernachlässigt.

### 2.3.2.1 Funktionseinheiten des aktiven Zirkulators

An  $E1$  wird in der Simulation eine Wertetabelle eines 100 MBit Ethernetsignals eingespeist, die mit Hilfe eines Speicheroszilloskop im Vorfeld aufgemessen wurde. Der Widerstand  $Z1$  stellt die Impedanz der Twisted Pair Kabel dar.  $OPV1$  ist als nichtinvertierender Verstärker mit Verstärkungsfaktor 1 verschaltet. Die Widerstände  $Z11$  bis  $Z16$  dienen einer Vorspannung der Operationsverstärker. Sie teilen die Betriebsspannung von 12 V auf 6 V herunter. Dies ist nötig, da die Signale im Spannungsbereich von +2 V bis -2 V liegen, und die Operationsverstärker nur mit einer positiven Versorgungsspannung betrieben werden.

$OPV2$  arbeitet wie, in Kapitel 2.3.1.1 auf Seite 18 beschrieben, als Subtrahierverstärker. Widerstand  $R5$  besitzt den Wert  $50 \Omega$ , um die Anpassung an die Übertragungsstrecke zu gewährleisten.

Die dritte Operationsverstärkerstufe ist ebenfalls als nichtinvertierender Verstärker verschaltet. Er dient zum Ausgleichen der Verluste, die auf der Übertragungsstrecke entstehen.

Zu beachten ist die Tatsache, dass alle Stufen über Kondensatoren gleichspannungsmäßig voneinander getrennt sind. Dadurch wird vermieden, dass die Operationsverstärker sich gegenseitig im Arbeitspunkt beeinflussen.

## 2.3.2.2 Simulationsergebnis

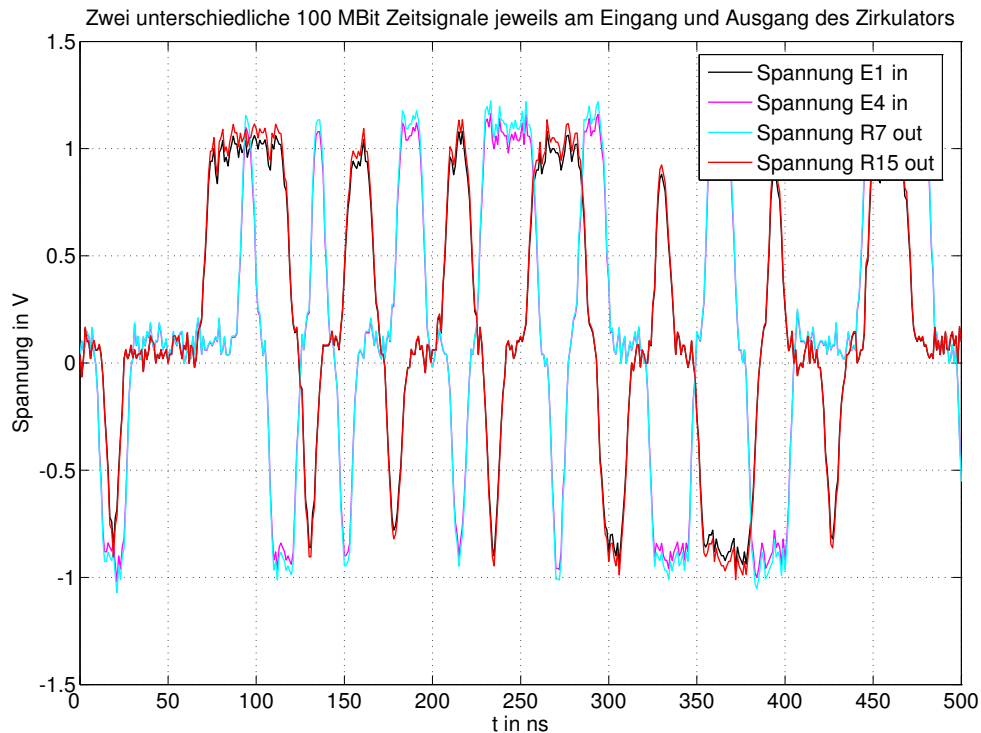


Abbildung 2.12: Simulationsergebnis des aktiven Zirkulators mit idealen Komponenten.

Bild 2.12 zeigt das Ergebnis der Simulation von Schaltung 2.11 auf Seite 21. Wie zu erkennen ist, liegen das Eingangssignal am Eingang der Übertragungstrecke ( $U_{E1}$ ) und das korrespondierende Ausgangssignal ( $U_{R15}$ ) am anderen Ende der Übertragungstrecke praktisch aufeinander. Damit bestätigt die Simulation die in Kapitel 2.3.1.2 auf Seite 19 beschriebene Theorie.

Die Eingangskurve weist zur Ausgangskurve in der Simulation praktisch keine zeitliche Verschiebung auf, da die Übertragungstrecke nicht mit in die Simulation genommen wurde. Die reell existierende Signalverzögerung wird hauptsächlich durch die Länge und die relative Permittivität des Koaxialkabels bestimmt und beträgt beim verwendeten Kabel ca. 120,18 ns. (Siehe Gleichung 2.17)

$$\tau = \frac{l\sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{\sqrt{1,35} * 31m}{2,997 * 10^8 \frac{m}{s}} = 120,18ns \quad (2.17)$$



## 2.3.3 Transimpedanz Verstärker - Current Feedback OPV

### 2.3.3.1 Übersicht über die verschiedenen Operationsverstärkertypen

Wenn in der Elektronik von Operationsverstärkern gesprochen wird, ist meist der »normale« Typ (VV-OPV) gemeint, da dieser in den meisten Anwendungen eingesetzt wird. Tatsächlich gibt es aber vier verschiedene Typen, mit jeweils speziellen Eigenschaften. Diese sind in Tabelle 2.6 dargestellt.

Tabelle 2.6: Übersicht über die verschiedenen OP Typen (U.Tietze/Ch.Schenk 1999)

Eigenschaft:	VV-Typ	VC-Typ	CV-Typ	CC-Typ
Name:	normaler Operationsverstärker	Transkonduktanz Verstärker	Transimpedanz Verstärker	Strom Verstärker
Funktion als gesteuerte Quelle:	Voltage Controlled Voltage Source VCVS	Voltage Controlled Current Source VCCS	Current Controlled Voltage Source CCVS	Current Controlled Current Source CCCS
Invertierender Eingang:	Hochohmig	Hochohmig	Niederohmig	Niederohmig
Nichtinv. Eingang:	Hochohmig	Hochohmig	Hochohmig	Hochohmig
Art der Gegenkopplung:	Spannungs-gegenkopplung	Spannungs-gegenkopplung	Strom-gegenkopplung	Strom-gegenkopplung
Vorteile:	geringe Offsetspannung, niedrige Drift, hohe Präzision bei niedrigen Frequenzen	geringe Offsetspannung, niedrige Drift, gutes Einschwingverhalten bei kapazitiven Lasten	Hohe Bandbreite, hohe Slew-Rate	Hohe Bandbreite, hohe Slew-Rate

### 2.3.3.2 Unterschiede zwischen VV- und VC Operationsverstärkern

In Tabelle 2.6 ist zu erkennen, dass der wesentliche Unterschied zwischen VV bzw. VC und CV bzw. CC die Impedanz des invertierenden Eingangs ist. Diese Tatsache ist auf das Fehlen eines Impedanzwandlers in der Eingangsstufe des OPV zurück zu führen. Aus diesem Grund werden die VV und VC Typen »Voltage Feedback« und die CV und CC Typen »Current Feedback« Verstärker genannt.

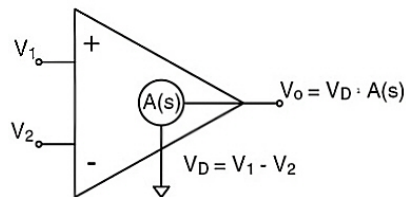


Abbildung 2.13: Voltage Feedback Operationsverstärker (Brandenburg 1998)

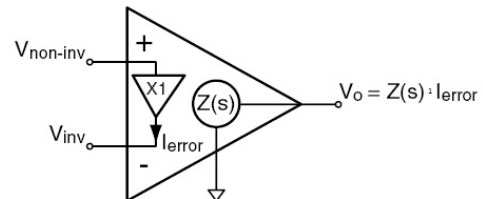


Abbildung 2.14: Current Feedback Operationsverstärker (Brandenburg 1998)

Abbildung 2.13 zeigt das Prinzip eines *normalen* Operationsverstärkers. Beide Eingänge sind hochohmig. Die Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen wird um die Open Loop Verstärkung  $A(s)$  verstärkt. Wird der Operationsverstärker mit einer Rückkopplung ausgestattet, so versucht der Ausgang, die Differenzspannung  $V_D$  zu Null zu steuern.

Das Funktionsprinzip des Current Feedback OP ist in Abbildung 2.14 dargestellt. Hier ist der invertierende Eingang niederohmig, aufgrund eines Treibers, der die Spannung am nichtinvertierenden Eingang in einen Fehlerstrom  $I_{error}$  umwandelt.

Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers ergibt sich dann als Multiplikation der Open Loop Verstärkung  $Z(s)$  mit dem Fehlerstrom  $I_{error}$ . Wird der Current Feedback OPV mit einer Rückkopplung ausgestattet, so wird er versuchen, den Fehlerstrom zu 0 zu regeln.

Bild 2.15 zeigt die prinzipielle Verschaltung eines Operationsverstärkers als nichtinvertierender Verstärker. Die Beschaltung ist sowohl beim Current Feedback, als auch beim Voltage Feedback Verstärker gleich.

Unterschiede ergeben sich jedoch, wenn man die Transferfunktionen der obigen Schaltung mit den beiden verschiedenen OPV Typen untersucht. Die genauen Berechnungen zu Gleichung 2.18 und Gleichung 2.19 sind im Anhang A zu finden.

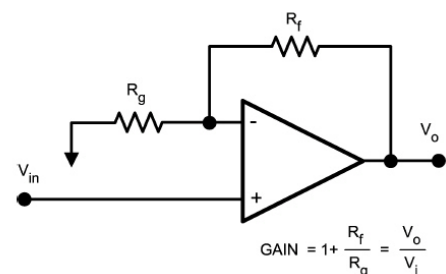


Abbildung 2.15: Prinzipschaltbild eines nichtinvertierenden Verstärkers (Brandenburg 1998)

$$V_o = V_{in} \left( \frac{G}{1 + \frac{G}{A(s)}} \right) \quad (2.18)$$

Gleichung 2.18 zeigt die Übertragungsfunktion eines nichtinvertierenden Verstärkers, der mit Hilfe eines nichtidealen Voltage Feedback Operationsverstärkers realisiert wurde. Die Leerlaufverstärkung  $A(s)$  ist frequenzabhängig und fällt praktisch über den gesamten Frequenzbereich mit  $6 \frac{dB}{\text{Dekade}}$  ab. Bei niedrigen Frequenzen ist  $A(s)$  jedoch sehr viel größer als die Schleifenverstärkung  $G$ . Daher geht der Nenner der Gleichung gegen 1 und die Verstärkung beträgt dann  $G$ .

Wird nun die Frequenz soweit erhöht, bis  $A(s)$  genauso groß ist wie die beabsichtigte Schleifenverstärkung  $G$ , ergibt sich der Nenner des Bruches zu 2. Diese Frequenz wird als -3 dB Bandbreite bezeichnet. Nimmt man nun das Verhältnis von Schleifenverstärkung  $G$  und Open Loop Verstärkung  $A(s)$  als konstant an, so ergibt sich, dass mit Erhöhen der Verstärkung die Grenzfrequenz kleiner wird und umgekehrt. Da diese Beziehung über einen sehr großen Frequenzbereich korrekt ist, wird sie auch als »Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt« bezeichnet.

$$V_o = V_{in} \frac{G}{1 + \frac{R_f}{Z(s)}} \quad (2.19)$$

Gleichung 2.19 zeigt die Übertragungsfunktion eines nichtinvertierenden Verstärkers, der mit Hilfe eines Current Feedback Operationsverstärkers aufgebaut ist. Auch hier ist die Leerlaufverstärkung  $Z(s)$  frequenzabhängig. Der wesentliche Unterschied besteht jedoch darin, dass die Verstärkung  $G$  nur im Zähler des Bruchs auftaucht. Dadurch wird die Schleifenverstärkung von der Frequenz entkoppelt. Man kann also nicht mehr von einem Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt sprechen, sondern es existiert vielmehr ein »Verstärkungs-Widerstands-Produkt«. Der zugehörige Widerstandswert  $R_f$  wird im Datenblatt des entsprechenden Operationsverstärkers angegeben.

Wird nun eine größere Verstärkung bei gleicher Bandbreite angestrebt, so kann man statt der Vergrößerung von  $R_f$  den Fußpunktwiderstand  $R_g$  verringern.

### 2.3.3.3 Zur Auswahl des Operationsverstärkers

Wie in Kapitel 2.2.1 auf Seite 7 gezeigt, muss der Verstärker eine Transitfrequenz von mindestens 100 MHz besitzen, damit die Haupt Spektralanteile noch übertragen werden können.

Außerdem werden pro Seite der Übertragungsstrecke jeweils 3 Operationsverstärker eingesetzt. Ideal wäre daher ein OPV, der als Verstärker bei hochauflösenden Videosystemen eingesetzt wird. Da ein analoges Videosignal aus drei Grundfarben besteht, befinden sich bei Operationsverstärkern für diesen Anwendungsbereich meist bereits 3 Verstärker in einem Gehäuse.

Bei der Untersuchung der verfügbaren Verstärker stellten sich zwei Typen mit den geforderten Eigenschaften heraus. Zum Einen war dies der »AD8003« der Firma »Analog Devices«, zum Anderen war das der Verstärker »LMH 6738« von »National Semiconductor«. Obwohl der AD8003 mit 1650 MHz eine mehr als doppelt so hohe Transitfrequenz besitzt, ist die Entscheidung auf den Verstärker LMH 6738 gefallen, da dieser auch in geringeren Stückzahlen bezogen werden konnte. Die unten angegebene Liste zeigt in Kurzform die Eigenschaften des Operationsverstärkers auf (National Semiconductor 2004).

- 750 MHz -dB small signal bandwidth
- -85 dBc 3rd harmonic distortion (20 MHz)
- $2.3 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$  input noise voltage
- 3300 V/ $\mu\text{s}$  slew rate
- 33 mA supply current (11.3 mA per op amp)
- 90 mA linear output current
- 0.02/0.01 Diff. Gain / Diff. Phase ( $R_L=150\Omega$ )

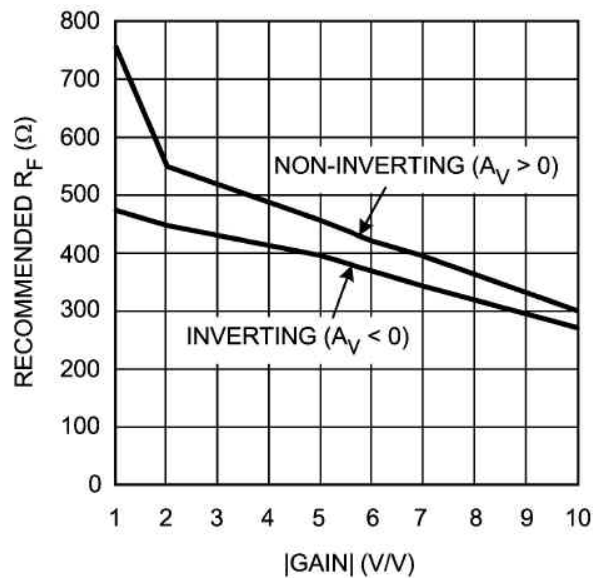


Abbildung 2.16: Feedbackwiderstand des LMH6738 in Abhängigkeit der Verstärkung (National Semiconductor 2004)

Bild 2.16 gibt den Wert des Feedback Widerstandes an, der bei einzelnen Verstärkungen verwendet werden sollte. Nach Umstellen der Formel zur Berechnung der Schleifenverstärkung  $G$  (siehe Kapitel A auf Seite 72) ergibt sich dann der Wert des Fußpunktwidestandes nach Formel 2.20.

$$R_g = \frac{R_f}{G - 1} \quad (2.20)$$

### 2.3.4 Schaltung des Zirkulators

Die Schaltung des Zirkulators ist im Anhang B.1 auf Seite 78 dargestellt. Sie ist ähnlich der simulierten Schaltung aus Bild 2.11 auf Seite 21. Unterschiede bestehen aber in einigen Punkten, die sich erst während der Versuche als problematisch heraus stellten.

#### 2.3.4.1 Einkopplung und Auskopplung des Ethernet Signals

Das Ethernetsignal wird über Twisted Pair Kabel übertragen und über den RJ-45 Stecker X1 in den Zirkulator eingekoppelt. Der Wellenwiderstand des Twisted Pair Kabels beträgt  $100 \Omega$ . Aus Anpassungsgründen beträgt daher auch der Wert des Widerstandes  $R_3$   $100 \Omega$ .

Um eine galvanische Trennung zu gewährleisten werden die Ethernetsignale innerhalb der Buchse über Übertrager geführt und anschließend über die Kondensatoren C3 und C4 dem Eingangsverstärker IC1A zugeführt.

Der Ausgangswiderstand wird durch den Widerstand R20 bestimmt. Die anschließende Auskopplung über C5 und C6 koppelt das Signal dann wieder über die im Stecker enthaltenen Übertrager auf das Twisted Pair Kabel aus.

### 2.3.4.2 Koppelkondensatoren

Die Koppelkondensatoren sind im Schaltplan als Elektrolyt Kondensatoren mit  $22 \mu F$  ausgelegt, denen ein weiterer Keramikkondensator parallel geschaltet ist. Diese Maßnahme lässt sich erklären, wenn man sich das Hochfrequenz Ersatzschaltbild eines Kondensators ansieht.

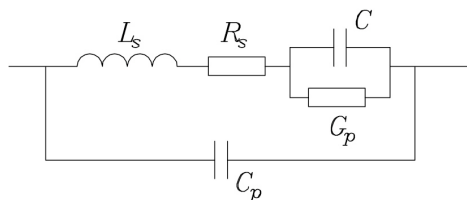


Abbildung 2.17: HF Ersatzschaltbild eines Chipkondensators (Gaertner 2001)

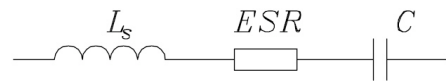


Abbildung 2.18: Ersatzschaltbild eines Chipkondensators bei hohen Frequenzen (Gaertner 2001)

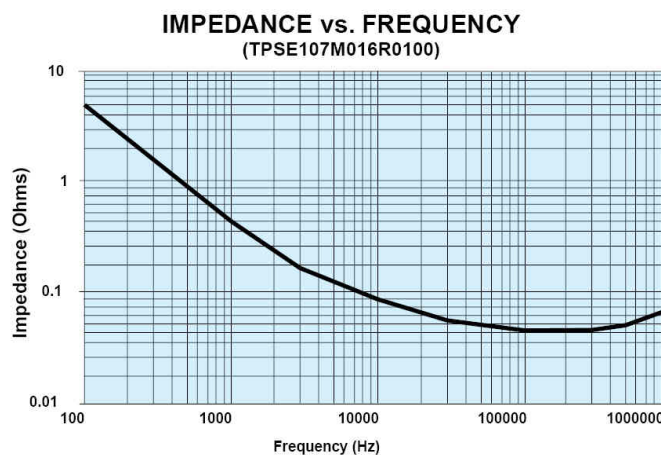


Abbildung 2.19: Impedanz eines Tantal Kondensators in Abhängigkeit der Frequenz (AVX Tantal Kondensator) Die Resonanzfrequenz beträgt ca. 200 kHz

Wie in Bild 2.17 auf der vorherigen Seite zu sehen, existieren außer der eigentlichen Kapazität  $C$  noch verschiedene parasitäre Komponenten.

- Die Induktivität der Anschlüsse des Kondensators wird durch  $L_s$  modelliert.
- Der Widerstand der Anschlussleitung wird durch  $R_s$  dargestellt.
- Der Leitwert  $G_p$  beschreibt die dielektrischen Verluste.
- Die Kapazität der Anschlussflächen wird durch  $C_p$  beschrieben. Sie kann jedoch meist vernachlässigt werden, da sie im Gegensatz zur Kapazität  $C$  sehr klein ist.

Wird  $G_p$  mit  $R_s$  zusammengefasst, so ergibt sich ein neuer *Ersatz-Serien-Widerstand*<sup>8</sup>, der die reellen Verluste des Kondensators beschreibt.

Mit den angegebenen Vereinfachungen ergibt sich dann das in Bild 2.18 auf der vorherigen Seite dargestellte Ersatzschaltbild. Die Schaltung entspricht einem Serienschwingkreis. Daher wirkt der Kondensator unterhalb seiner Resonanzfrequenz kapazitiv und oberhalb induktiv. Der Punkt geringster Impedanz ist gegeben, wenn sich die Impedanzen von  $L_s$  und  $C$  aufheben. Dann wirkt nur noch der *ESR*. Dieses Verhalten ist in Bild 2.19 auf der vorherigen Seite wiedergegeben.

Aufgrund der hohen Kapazität liegt die Resonanzfrequenz des verwendeten  $22 \mu F$  Kondensators bei ca. 400 kHz (siehe Erläuterung auf Seite A auf Seite 73). Daraus folgt, dass die Impedanz bei höheren Frequenzen wieder ansteigt. Dies lässt sich durch das Parallelschalten eines zweiten Kondensators mit niedrigerer Kapazität vermeiden.

### 2.3.4.3 Abblock Kondensatoren am Operationsverstärker

Aufgrund der Leitungslänge besitzt die Versorgungsspannungszuleitung einen induktiven Anteil. Bei den verwendeten hohen Frequenzen besteht daher die Möglichkeit, dass die Impedanz der Spannungsquelle nicht niedrig genug ist. Dies wird durch die Abblockkondensatoren  $C01$  bis  $C06$  verhindert. Sie bilden einen niederohmigen Pfad gegen Masse. Dabei ist zu beachten, dass es aus den im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Gründen nötig ist, mehrere verschiedene Kondensatoren parallel zu schalten. Der kleinste verwendete Kondensator muss sich dabei so dicht wie möglich an den Versorgungsspannungsanschlüssen des OP befinden, damit die restliche Leiterlänge so wenig Induktivität wie möglich in den Stromversorgungspfad mit einbringt. Im aktuellen Layout beträgt diese Länge ca. 3mm.

---

<sup>8</sup>ESR - Equivalent Serial Resistor

#### 2.3.4.4 Unterdrücken der Schwingneigung

Der verwendete Operationsverstärker LMH 6738 besitzt eine -3dB Grenzfrequenz von 750 MHz. Daher können bereits kleine parasitäre Elemente in der Schaltung zu einer konstanten Schwingung führen. Es ist zu erwähnen, dass vor allem der invertierende Eingang und der Ausgang des Operationsverstärkers sehr empfindlich sind.

Aus diesem Grund sind die Messpunkte  $X5$  bis  $X7$  durch  $100\ \Omega$  Widerstände von den Operationsverstärker Anschlüssen entkoppelt. Weiterhin werden die nicht invertierenden Eingänge über die Widerstände  $R4$ ,  $R11$  und  $R18$  geführt. Auch dies entkoppelt den Eingang von parasitären Kapazitäten, die durch die Leitungsführung entstehen.

Zum Herabsetzen der Grenzfrequenz des Eingangsverstärkers IC1A und des Ausgangsverstärkers IC1C werden nicht die im Datenblatt angegebenen Widerstände verwendet, sondern jeweils der um den Faktor 1,5 vergrößerte Wert. Nach Gleichung 2.19 auf Seite 26 sinkt dann die Grenzfrequenz auf ca. zwei Drittel der maximalen Frequenz ab. Daher kommt bei IC1A anstatt des im Datenblatt angegebenen Wertes von  $750\ \Omega$  ein Wert von  $1\ \text{k}\Omega$  zum Einsatz.

#### 2.3.4.5 Dämpfungsglied

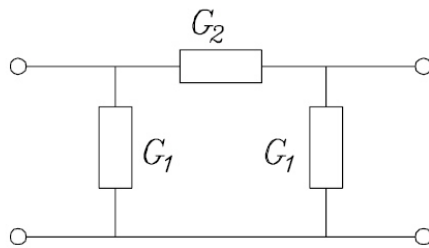
Zwischen dem Tor des Zirkulators und der Übertragungsstrecke findet eine Dämpfung des Signals statt. Dieses ist aus zwei Gründen nötig.

Zum Einen wird dadurch die Impedanz am Eingang des Subtrahierverstärkers IC1B über den kompletten Frequenzbereich konstant gehalten. Wäre dies nicht der Fall, so würde sich in der Übertragungsfunktion 2.15 auf Seite 19 der Wert  $\alpha_p$  ändern, wodurch sich eine Frequenzabhängigkeit des positiven Verstärkungsfaktors ergeben würde.

Zum Zweiten verhindert es, dass Signalanteile, die oberhalb der Grenzfrequenz des Tiefpasses liegen, wieder ungedämpft zum Tor zurück reflektiert werden. Die dadurch zusätzlich in die Strecke eingebrachte Dämpfung wird von dem Verstärker IC1C auf der Empfangsseite wieder ausgeglichen.

Die Dämpfung des PI-Netzwerkes beträgt 3dB. Die dazu nötigen Widerstände können mit Hilfe der drei Formeln ab 2.21 auf der nächsten Seite berechnet werden. Die ausführliche Rechnung ist im Anhang A auf Seite 74 zu finden.





$$\frac{G_1}{Y_0} = \frac{1-t}{1+t} \quad (2.21)$$

$$\frac{G_2}{Y_0} = \frac{2t}{1-t^2} \quad (2.22)$$

$$t = \sqrt{G} \quad (2.23)$$

Abbildung 2.20: Prinzipschaltung des PI-Dämpfungsgliedes (Gaertner 2001)

### 2.3.4.6 Tiefpassfilter

Als Tiefpassfilter kommt ein Tschebyscheff Filter fünfter Ordnung zum Einsatz. Die Berechnung des Filters wurde mit Hilfe des Filtersynthese Tool »Filter Design Guide« von »ADS2005A« durchgeführt. Als Berechnungsgrundlage dienten die folgenden Parameter:

Tabelle 2.7: Parameter zur Synthese des Tiefpassfilters im Zirkulatorausgang

Parameter	Wert
Filterart:	Tschebyscheff
Durchlassbereich:	0 - 150 MHz
Sperrbereich:	400 MHz - min 2 GHz
Sperrbereichsdämpfung:	min. 40 dB
Welligkeit im Durchlassbereich:	max. 0.15 dB
Eingangsimpedanz:	50 $\Omega$
Ausgangsimpedanz:	50 $\Omega$

## Simulation mit ADS2005A:

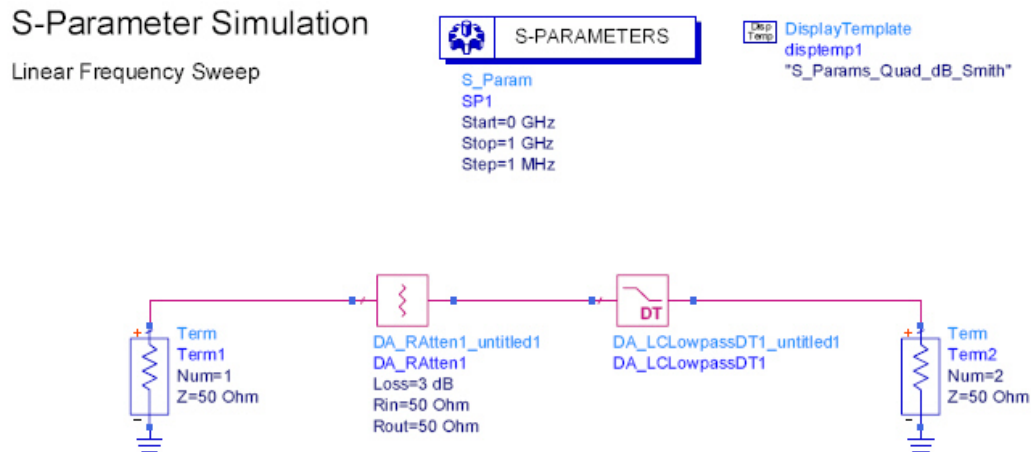


Abbildung 2.21: Simulationsaufbau des Zirkulatortieffasses

Bild 2.21 zeigt den Simulationsaufbau der Ausgangsstufe des Zirkulators, bestehend aus 3 dB Dämpfungsglied und Tiefpassfilter. Die Filterschaltung ist in Bild 2.22 zu sehen.

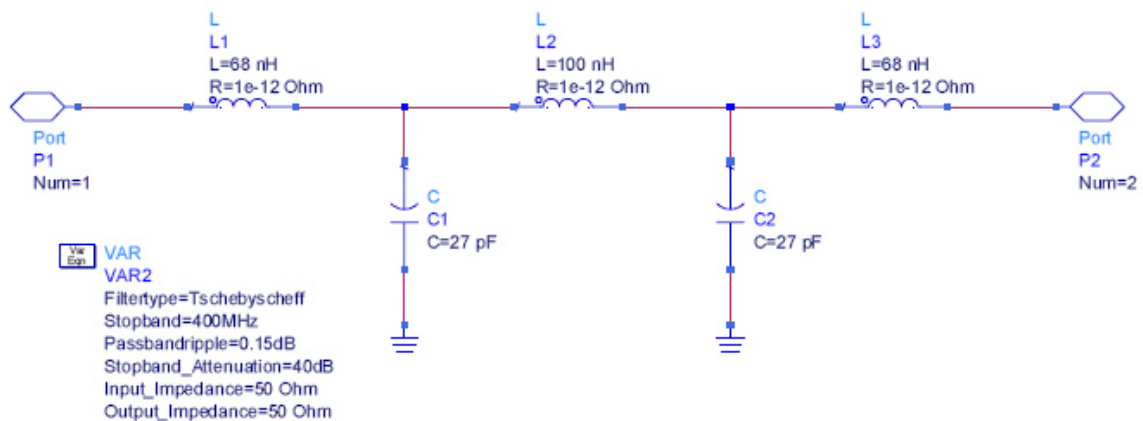


Abbildung 2.22: Schaltbild des Zirkulatortieffasses

Die fertige Platine ist zusammen mit dem in Kapitel 3.7.1 auf Seite 52 beschriebenen Hochpassfilter abgebildet. Das damit gemessene Simulationsergebnis ist im Bild 2.23 dargestellt.

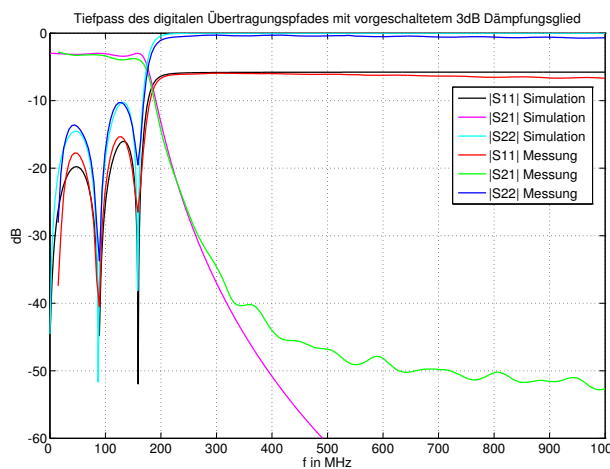


Abbildung 2.23: Simulationsergebnis des Zirkulatortiefpasses

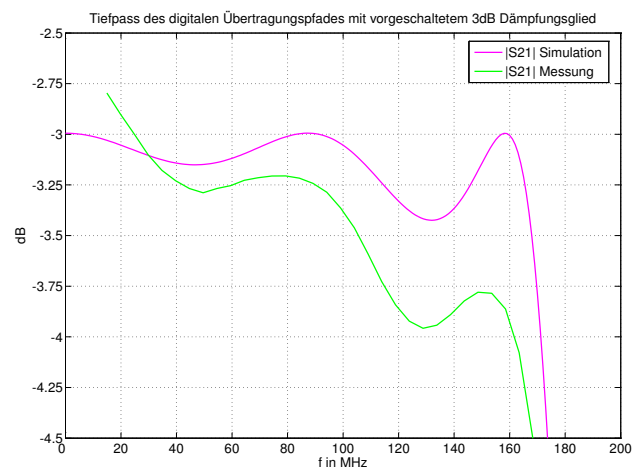


Abbildung 2.24: Simulation des Zirkulatortiefpasses (vergrößert)

Wie zu erkennen ist, besitzt der Tiefpass bei 400 MHz eine Dämpfung von 45 dB und weicht damit um ca. 6 dB von den simulierten Ergebnissen ab. Die maximale Dämpfung im Durchlassbereich bis 150 MHz beträgt ca. 3,9 dB und liegt damit deutlich unter den angesetzten 0,15 dB Durchlasswelligkeit + 3 dB Dämpfung durch das vorgeschaltete Dämpfungsglied. Außerdem fällt die Transmission bis ca. 150 MHz linear ab. Eine Erklärung dafür besteht zum Einen in den Bauteiltoleranzen und den Steckverbindern. Trotz allem sind die erzielten Ergebnisse ausreichend, um das Digitalsignal zu übertragen.

### 2.3.5 Layout des Zirkulators

Das Layout zum Zirkulator 4.2.1 ist in Bild C.2 auf Seite 87 und Bild C.3 auf Seite 87 abgebildet.

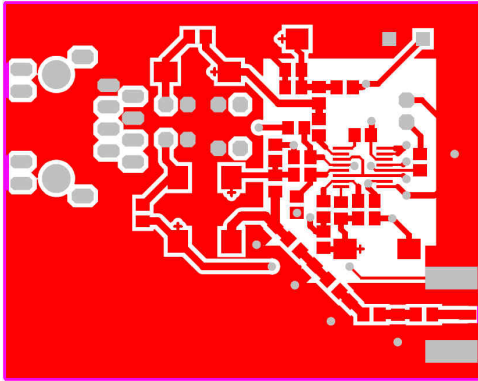


Abbildung 2.25: Bauteilseite des Zirkulators  
4.2.1

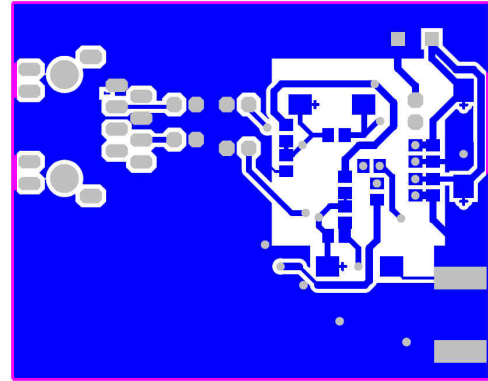


Abbildung 2.26: Layoutseite des Zirkulators  
4.2.1

Als Basismaterial wird aus Kostengründen 1,5 mm FR4 verwendet. Das Isolationsfräsen wird mit Hilfe eines Fräsplotters der Firma LPKF durchgeführt. Die dort beschriebenen Abweichungen der tatsächlich gefräßten Leiterbahnbreite gegenüber der Breite im Layout ist beim Zirkulator nicht besonders kritisch, da die Frequenzen noch unterhalb von einigen hundert Megahertz liegen und die Leitungsparameter damit im Verhältnis zur Wellenlänge sehr kurz sind.

Die Durchkontaktierungen werden mit Hilfe einer Leitpaste und anschließendem Erhitzen der Platine eingebracht. Mechanische Kontaktierungen sind nicht möglich, da diese eine Bohrung von mindestens 0.9 mm und damit eine Lötpadgröße von mindestens 1.3 mm benötigen. Die chemischen Kontaktierungen kommen mit Löt pads von 0.7 mm aus.

Zu beachten ist auch die Positionierung der Bauteile. Kritisch sind vor allem die Feedback Widerstände R5, R12 und R19. Diese sind so dicht wie irgend möglich zwischen den IC-Anschlüssen positioniert.

Weiterhin wurde die Leitungsführung zwischen den folgenden Bauteilen ebenfalls so gering wie möglich gehalten, um parasitäre Einflüsse zu minimieren.

- Die Koppelkondensatoren C16 und C17 und das nachgeschaltete PI-Dämpfungsglied aus R21 bis R23 liegen so dicht wie möglich am nichtinvertierenden Eingang von IC1B.

Dadurch wird sichergestellt, dass möglichst wenige Einflüsse der Leitungsführung am Subtrahierverstärker auftreten. Dies ist notwendig, da ansonsten das Widerstandsverhältnis  $\alpha_N$  und  $\alpha_P$  gestört wird (siehe Kapitel 2.3.4.5 auf Seite 31).

- Die Leitung vom Ausgang des Operationsverstärkers über die Koppelkondensatoren C9 und C10 hin zum nichtinvertierenden Eingang von IC1C ist ebenfalls so kurz wie möglich aus den oben genannten Gründen.
- Der Widerstand R20 am Ausgang von IC1C ist direkt am Pin positioniert, da die Leitung von dort bis zu den Koppelkondensatoren C5 und C6 eine lange Strecke zurück legen muss. Durch den kurzen Weg vom Ausgang zum Widerstand wird dieser jedoch von den parasitären Kapazitäten der anschließenden Leitung entkoppelt.

Eine weitere Maßnahme zum Verringern der parasitären Einflüsse an den Eingängen des Operationsverstärkers ist das Entfernen der rückseitigen Massefläche. Dadurch wird verhindert, dass sich Kapazitäten bilden.

### 2.3.5.1 Auskopplung auf die Übertragungsstrecke

Der Anschluss des Zirkulators an die Übertragungsstrecke erfolgt über einen  $50 \Omega$  SMA Stecker. Die nötige Impedanztransformation von  $50 \Omega$  auf die  $75 \Omega$  Wellenwiderstand des Koaxialkabels erfolgt in dem Multiplexer.

Bevor das Signal die Zirkulatorplatine verlassen darf, ist es nötig die Bandbreite des Signals zu begrenzen. Auch wenn nur geringe Leistungen im Frequenzbereich oberhalb von 400 MHz zu erwarten sind, so würde dies jedoch ausreichen, um die Messung der Radiowellen zu beeinträchtigen. Daher wird das Signal zuvor über den in Kapitel 2.3.4.6 auf Seite 32 beschriebenen Tiefpassfilter geführt, bevor es das abgeschirmte Gehäuse des Zirkulators verlässt.

# 3 Übertragung der analogen Hochfrequenzsignale

## 3.1 Einleitung

Neben den digitalen Steuerdaten zum Ausrichten der Antennenkeulen werden die vorverstärkten analogen Messdaten zwischen Antenna Tile und CDC-Unit übertragen. Im Gegensatz zur Vollduplexübertragung der Steuerdaten ist die Hochfrequenzübertragung unidirektional im Frequenzbereich zwischen 500 MHz und 1,5 GHz. In Zukunft ist beabsichtigt, den Frequenzbereich sowohl nach unten, als auch nach oben um jeweils 100 MHz auf 400 MHz bis 1,6 GHz zu erweitern. Daher wird, mit Blick auf die zukünftige Spezifikation, eine Übertragung von 400 MHz bis 1,6 GHz angestrebt.

## 3.2 Randbedingungen

Die wesentliche Randbedingung bei der Entwicklung des Multiplexers ist, die Stückkosten so niedrig wie möglich zu halten.

### 3.2.1 Basismaterial

Die Randbedingungen werden durch die Integration der Schaltung in das restliche System bestimmt. Sowohl die Steuerplatine des Antenna Tile, als auch das CDC-Board werden aufgrund des geringen Preises aus Multilayer FR4 gefertigt. FR4 hat jedoch, wie in Kapitel 3.3.1 auf der nächsten Seite gezeigt wird, ungünstige Eigenschaften im Hochfrequenzbereich. Dies erwies sich bei der Entwicklung als äußerst problematisch.

### 3.2.2 Koaxialanschluss

Die Übertragungsstrecke zwischen Antenna Tile der CDC-Unit wird, ebenfalls aus Kostengründen, mit Hilfe eines  $75 \Omega$  Koaxialkabels und handelsüblichen F-Steckern aufgebaut. Der Systemwiderstand von Antenna Tile und CDC-Unit beträgt jedoch  $50 \Omega$ , so dass eine Impedanzanpassung stattfinden muss.

### 3.2.3 Gleichspannung

Das Antenna Tile wird von der CDC-Unit aus mit einer 48 V Gleichspannung versorgt. Pro Antenna Tile wird mit einer Leistungsaufnahme von 120 W gerechnet, was zu einem Strom von 2,5 A führt. Dieser Strom wird, parallel zu den Steuersignalen und der Hochfrequenz, ebenfalls über das Koaxialkabel geführt.

### 3.2.4 Massenfertigung

Im endgültigen SKA werden mehrere tausend Multiplexer benötigt, und auch bei der SKADS<sup>1</sup> werden bereits 400 Exemplare eingesetzt. Daher ist eine Massenfertigung sinnvoll. Daraus folgt gleichzeitig, dass die Schaltung in gleicher Qualität beliebig oft reproduzierbar sein und ohne Abgleich auskommen muss.

### 3.2.5 Störabstand

Die Leistung der zu messenden Radiowellen ist extrem gering. Um das Ermitteln der Signale nicht noch zusätzlich zu erschweren, muss sichergestellt werden, dass keine Störungen vom digitalen Übertragungspfad in den Hochfrequenzbereich fallen.

## 3.3 Untersuchung der verwendeten Komponenten

### 3.3.1 Basismaterial

Wie in Kapitel 3.2 auf der vorherigen Seite erwähnt, wird als Basismaterial FR4 verwendet. Im Gegensatz zu gebräuchlichen Hochfrequenz Basismaterialien wie beispielsweise RO4003 (Rogers Corporation) weist FR4 eine starke Abhängigkeit der relativen Dielektrizitätszahl von der Frequenz auf.

---

<sup>1</sup>Square Kilometre Array Design Study

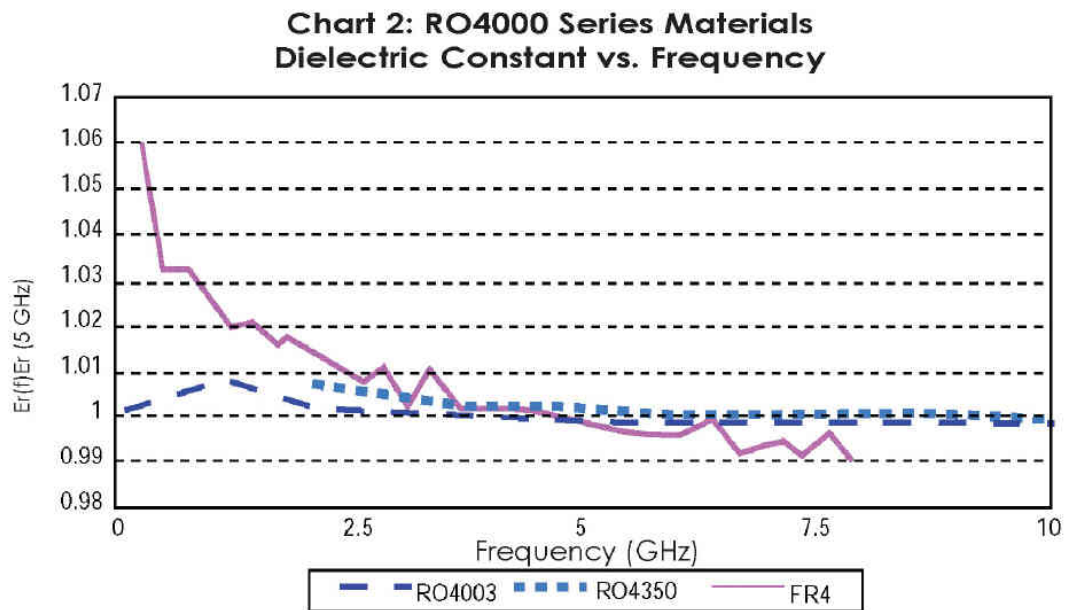


Abbildung 3.1: Abhängigkeit der Permittivität von der Frequenz bei FR4 Basismaterial (Rogers Corporation) (Bungard BEL)

In der Spezifikation für FR4 wird eine Dielektrizitätszahl von 5,4 bei 100 MHz angegeben. Der typische Messwert bei Bungard Material beträgt zwischen 4,8 bei 100 MHz bis 4,5 bei 1 GHz. Dieser Zusammenhang stellt sich auch im Bild 3.1 dar. Weiterhin ist zu sehen, dass die Änderung der Dielektrizitätszahl vor allem im Frequenzbereich unterhalb 1 GHz sehr stark ist.

Ein Problem stellt dies vor Allem beim Simulieren der Schaltung mit Hilfe von ADS2005A dar, da ADS nur konstante Werte als Parameter verarbeiten kann.

Weiterhin besitzt FR4 einen recht hohen Verlustfaktor  $\tan \delta$  von 0,035 laut Spezifikation. Beim Bungard Material ist laut Datenblatt(Bungard BEL) ein Wert von 0,015 realistisch. Dieser ist jedoch noch um Größenordnungen höher als der von übliche HF Materialien wie dem oben erwähnte RO4003 mit einem  $\tan \delta$  von 0,0021.

### 3.3.2 Koaxialkabel

Wie bereits erwähnt, wird ein  $75 \Omega$  Koaxialkabel zum Signaltransport eingesetzt. Zum Einsatz kommt ein »CATV-Drop Cable, Coax 9 AD 11A«, wie es bereits beim LOFAR Projekt zum Einsatz kam. Die Dämpfung laut Datenblatt und die gemessene Dämpfung sind in Bild 3.2 auf der nächsten Seite zu sehen. Wie zu erkennen ist, verlaufen die Kurven nahezu parallel



mit einem maximalen Unterschied von ca. 0,5 dB. Dieser Unterschied lässt sich auf die Steckverbinder zurückführen, die zusätzliche Dämpfung in den Signalweg mit einbringen.

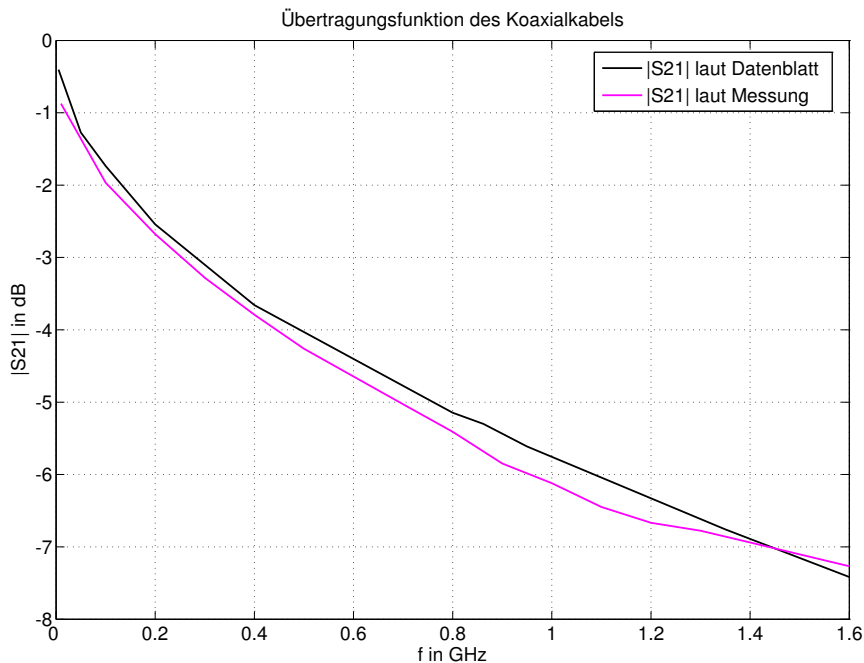


Abbildung 3.2: Frequenzgang des 31 m Koaxialkabels; Die Messung wurde mit 2 resistiven Anpassgliedern durchgeführt (siehe Anhang E auf Seite 100)

### 3.3.3 Koaxstecker

#### 3.3.3.1 F-Stecker

Besonders die Koaxial F-Stecker stellten ein großes Problem dar, da diese von fast allen Herstellern nur bis 1 GHz spezifiziert sind. Bei höheren Frequenzen weicht ihre Impedanz von dem angegebenen Wellenwiderstand von  $75 \Omega$  ab, was zu einer massiven Verschlechterung der Reflexionsdämpfung  $|S_{11}|$  führt. Die einzige Firma, die F-Stecker bis 2 GHz anbietet, ist »Tyco Electronic«. Verwendet wurden anfangs die »normalen« Stecker. Erst im Verlauf der Optimierungen wurden die hochwertigeren Stecker von Tyco eingesetzt.

### 3.3.3.2 SMA-Stecker

Zum Einkoppeln der Signale werden SMA-Stecker genutzt. Ihre Impedanz beträgt  $50 \Omega$ . Zum Einsatz kommen Stecker, die direkt am Rand der Platine in Signalflussrichtung angebracht werden. Dadurch wird gewährleistet, dass so wenig Diskontinuitäten im Signalpfad wie möglich entstehen. (Siehe Bild 3.3)

Die Masseanbindung des Steckers wird über die vier dargestellten Lötflächen hergestellt. Diese liegen beidseitig direkt auf der Massefläche der Platine auf.

## 3.4 Grundidee

Die Hauptaufgabe des Multiplexers ist das Zusammenführen der Gleichspannung, des Hochfrequenzsignals und des Zirkulatorsignals. Die Grundidee stammt von *Eric van der Wal* vom niederländischen Institut »Astron«. Diese beschreibt eine Filterstruktur, die komplett ohne konzentrierte Elemente auskommt. Die Anpassung an  $75 \Omega$  wird durch zwei in Serie geschaltete  $\frac{1}{4}\lambda$  Transformatoren durchgeführt. Die Filterung erfolgt mit Hilfe einer kurzgeschlossenen Stichleitung, die gleichzeitig als Gleichspannungseinkopplung dient. Der grundsätzliche Aufbau ist in Bild 3.4 auf der nächsten Seite zu sehen.

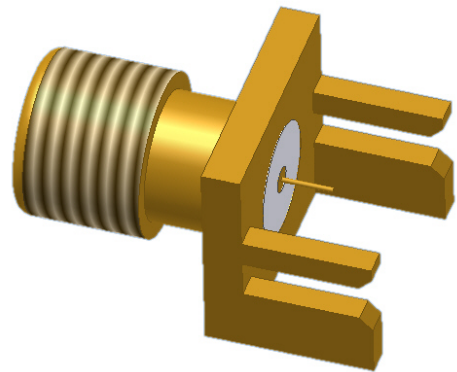


Abbildung 3.3: SMA Stecker

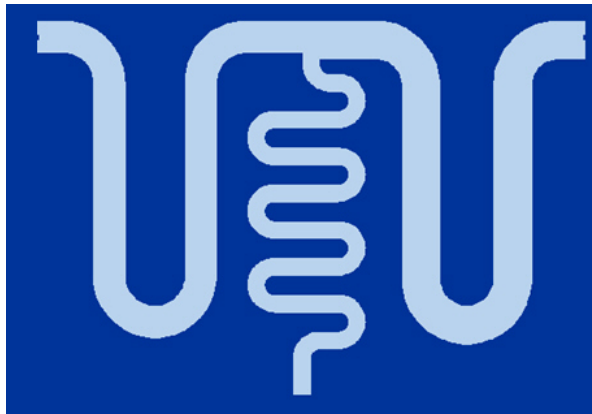


Abbildung 3.4: Grundidee eines Filters von Eric van der Wal

Der Fußpunkt der Stichleitung wird durch einen Kondensator nach Masse hin gebildet. Die Leitungen sind mäandriert, um die Abmaße der Platine so klein wie möglich zu halten.

### 3.4.1 Strombelastung der Leiterbahnen

Zu beachten ist bei diesem Konzept, dass die Leiterbreite zwischen dem Einkoppelpunkt der Gleichspannung und dem Anschluss des F-Steckers nicht zu gering gewählt werden darf. Der über die Leiterbahnen fließende Strom würde diese sonst erwärmen. Der Zusammenhang zwischen Leiterbahnbreite und Erwärmung der Bahn ist in Gleichung 3.1 dargestellt (Andus Elektronik GmbH).

$$\frac{I}{A} = 9,1 * \left( \frac{A}{mm^2} \right)^{0,69} * \left( \frac{\Delta T}{K} \right)^{0,43} \quad (3.1)$$

Die dadurch beschriebene Näherung trifft zu bei folgenden Bedingungen:

- Sowohl bei außen- als auch bei innenliegenden Layern
- Bei kompletter rückseitiger Kupferfläche, da diese den Abtransport der Wärme beschleunigt
- Für  $35\mu m$  dicke Kupferlagen - Da der primäre Wärmetransport durch den Kontakt mit dem Basismaterial erfolgt, sind breite und dünne Leiterbahnen dicken, schmalen Leiterbahnen vorzuziehen. Die Stromwerte anderer Leiterbahndicken können behelfsweise mit dem Faktor  $\sqrt{\frac{\text{Kupferdicke}}{35\mu m}}$  berechnet werden.

- Ein zusätzliches Verzinnen der Leiterbahn verringert nur wenig die Erwärmung der Leiterbahn

Bei einem Strom von 3 A, einer Kupferdicke von 35  $\mu\text{m}$  und einer Temperaturerhöhung von 10 K - 30 K ergibt sich damit eine minimale Leiterbahnbreite von ca. 1 mm. (Siehe Diagramm in Kapitel F.1 auf Seite 102)

### 3.4.2 Theoretische Betrachtungen zur Stichleitung

Die grundsätzliche Funktionsweise des Transformators beruht auf einer Leitungs – Impedanztransformation. Die Transformation ist frequenzabhängig, daher muss zuerst die Mittenfrequenz des Filters bestimmt werden. Das Frequenzband erstreckt sich von 400 MHz bis 1,6 GHz. Daraus folgt für die Mittenfrequenz:

$$f_{\text{Mitte}} = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{2} + f_{\text{min}} = \frac{1600\text{MHz} - 400\text{MHz}}{2} + 400\text{MHz} = 1\text{GHz} \quad (3.2)$$

Die Stichleitung muss bei der Mittenfrequenz den Kurzschluss am Leitungsende in einen Leerlauf am Leitungsanfang transformieren. Der Reflexionsfaktor  $\Gamma_L$  der Stichleitung beträgt:

$$\Gamma_L = \frac{Z - Z_w}{Z + Z_w} \quad (3.3)$$

Da  $Z$  aufgrund des Kondensators praktisch 0 ist, folgt daraus, dass der Reflexionsfaktor -1 beträgt und damit die gesamte Leistung der Welle mit negativem Vorzeichen reflektiert wird.

Um nun den Reflexionsfaktor am Eingang der Stichleitung zu berechnen, muss die Länge der Stichleitung in Betracht gezogen werden, was durch den Exponentialterm in der unten angegebenen Gleichung geschieht.

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-2l(\alpha + j\beta)} \quad (3.4)$$

$$\Gamma_E = \Gamma_L \left( e^{-2l\alpha} e^{-j2l\beta} \right) \quad (3.5)$$

Werden die Leitungsverluste  $\alpha$  vernachlässigt, vereinfacht sich die Gleichung zu Gleichung 3.6.

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-j2l\beta} \quad (3.6)$$

Der Faktor  $-2l\beta$  wird als Transformationswinkel  $\Psi$  bezeichnet und beschreibt die Drehung des Zeigers durch die Transformation. Damit sich die Welle am Eingang der Stichleitung

phasenrichtig überlagert und damit nicht schwächt, muss der Transformationswinkel  $2\pi$  betragen. Daraus folgt, dass gelten muss:

$$\Gamma_L e^{-j2l\beta} = 1 * e^{-j\pi} e^{-j2l\beta} = e^{-j(2l\beta+\pi)} \quad (3.7)$$

$$\arg(e^{-j(2l\beta+\pi)}) = 2\pi \quad (3.8)$$

$$l\beta = \frac{\pi}{2} \quad (3.9)$$

Beachtet man nun, dass sich  $\beta$  nach Gleichung 3.10 errechnet, so ergibt sich aus Gleichung 3.9 und 3.10 für die Leitungslänge der Stichleitung:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.10)$$

$$l = \frac{1}{4}\lambda \quad (3.11)$$

Die Freiraumwellenlänge für 1 GHz beträgt  $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{1 \cdot 10^9 Hz} = 0,3m$ . Die Wellenlänge auf einem FR4 Substrat verringert sich um den Faktor  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$  wodurch sich eine Wellenlänge von

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{10^9 Hz \sqrt{4,5}} = 0,141m \quad (3.12)$$

ergibt. Mit Gleichung 3.11 ergibt sich dann eine Stichleitungslänge von 35,36 mm.

### 3.4.3 Theoretische Betrachtung zur Impedanzanpassung

Ebenso wie die Stichleitung beruht das Grundprinzip der Impedanzanpassung auch auf einem  $\frac{1}{4}\lambda$  Transformator. Auch hier dient die Mittenfrequenz von 1 GHz als Berechnungsgrundlage. Damit entsprechen die Leitungslängen ebenfalls der Stichleitungslänge von 35,36 mm.

Als Wellenwiderstände der Leitungen wurden  $40 \Omega$  und  $50 \Omega$  gewählt. Die mathematische Herleitung der Reihenschaltung der beiden Leitungen ist in Kapitel A auf Seite 75 wiedergegeben. Ausgangspunkt ist dabei Gleichung 3.6 auf der vorherigen Seite. Veranschaulichen lässt sich der Zusammenhang jedoch am einfachsten im Smith Diagramm (Bild 3.5 auf der nächsten Seite). Das komplette Smithdiagramm ist im Anhang unter A.3 auf Seite 77 abgebildet.

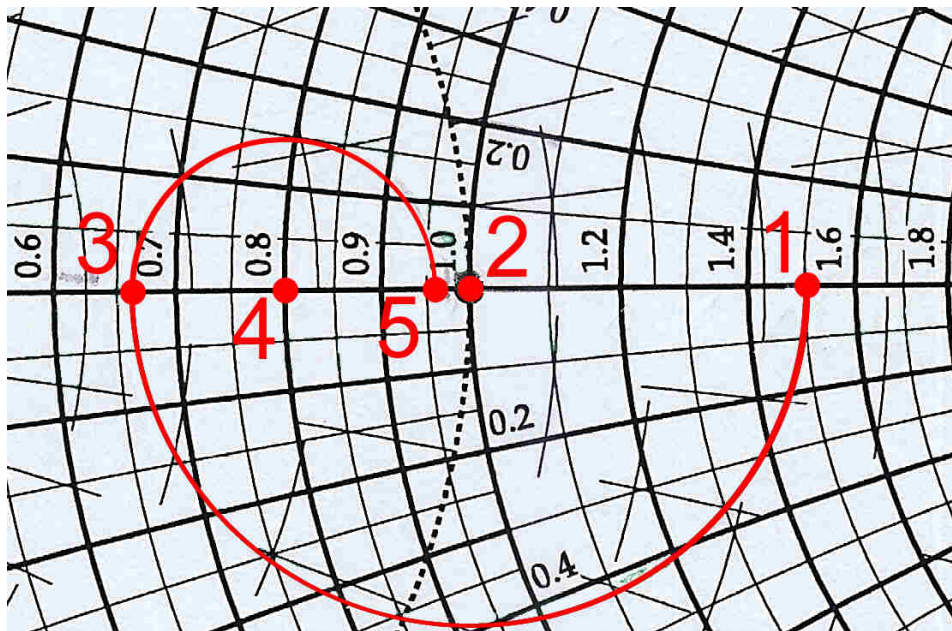


Abbildung 3.5: Leitungstransformation im Smith diagramm

Wie zu erkennen ist, findet eine Transformation der Impedanz  $75 \Omega$  über zwei Transformationswege in den Anpasspunkt statt. Der Bezugswiderstand im Diagramm beträgt  $50 \Omega$ .

- Punkt 1:** Der Ausgangspunkt der Transformation entspricht dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels
- Punkt 2:** Der Wellenwiderstand des zweiten  $\frac{1}{4}\lambda$  Transformators. Er beträgt  $50 \Omega$  und liegt damit genau im Anpasspunkt
- Punkt 3:** Die Transformation der  $75 \Omega$  Lastimpedanz um den Punkt 2 auf  $33,3 \Omega$
- Punkt 4:** Der Wellenwiderstand des ersten Leitungstransformators; Entspricht  $40 \Omega$
- Punkt 5:** Die Transformation von Punkt 3 mit Hilfe des ersten Leitungstransformators in die unmittelbare Nähe des Anpasspunktes

### 3.5 Leitungstransformator mit Stichleitung

Die Realisierung der Schaltung erfolgte mit Hilfe des Simulationsprogrammes ADS2005A. Da, wie in den nachfolgenden Kapiteln dargestellt wird, die Simulationen teilweise erheblich von

den anschließenden Messwerten abgewichen sind, wurden insgesamt 24 Platinen gefertigt. Von den gefertigten Platinen wird nachfolgend als Beispiel die Version 1a vorgestellt.

### 3.5.1 Transformator Version 1a

Die Version 1a ist die Umsetzung der Herleitung aus Kapitel 3.4 auf Seite 41. Die Schaltung wurde in ADS simuliert, um noch leichte Optimierungen der Leiterbreiten und damit der Impedanzen durchzuführen.

### 3.5.2 Simulation in ADS2005A

Die Simulation der Schaltung erfolgte in ADS2005A. Bild 3.6 zeigt den Aufbau der Schaltung.

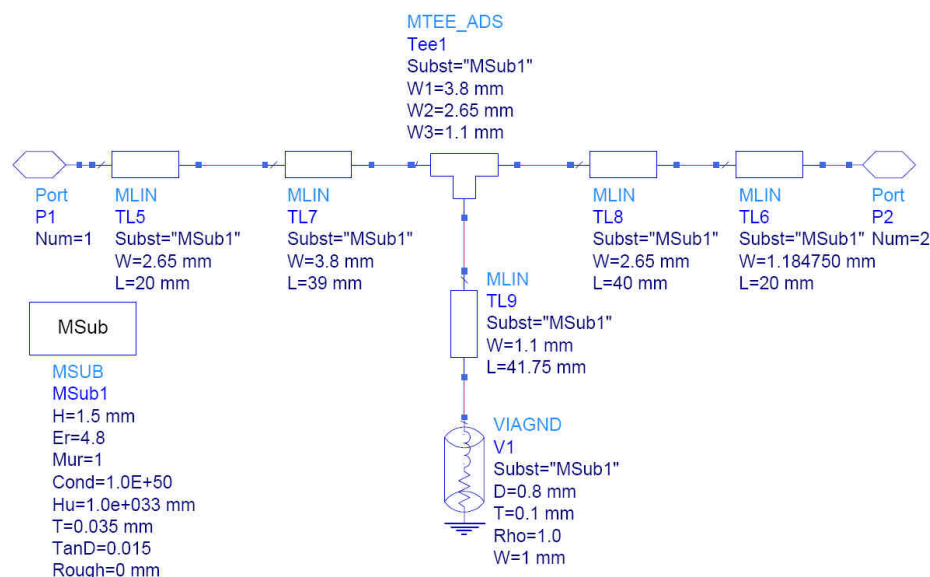


Abbildung 3.6: Schaltung des Transformators Version 1a

Die Schaltung enthält alle Komponenten. Daher ist es möglich, diese direkt in ein Layout umzusetzen. Da das Layout für eine spätere Implementation zu groß wäre, wurden die geraden Leitungsstücke als Mäander gleicher Leitungslänge geplant. Dafür steht im Layout Editor von ADS eine Funktion zur Verfügung. Die entstandene Schaltung ist im Anhang B auf Seite 86 abgebildet. Zur Simulation wurde das Layout anschließend wieder zurück in den Schaltplan überführt. Dieser Schritt ist wichtig, um die Diskontinuitäten, die durch das aufwickeln der Leiter entstanden sind, mit in die S-Parameter Simulation einzubeziehen. Das Ergebnis der

Simulation mit mäandrierten Leitungen entsprach jedoch dem Ergebnis der Simulation mit geraden Leiterbahnen.

### 3.5.3 Praktische Realisierung

Das Erstellen der Platine erfolgte mittels Rapid Prototyping<sup>2</sup> mit Hilfe des LPKF Fräsplotters »Protomat 62«. Die fertige Platine ist in Bild 3.7 gezeigt.

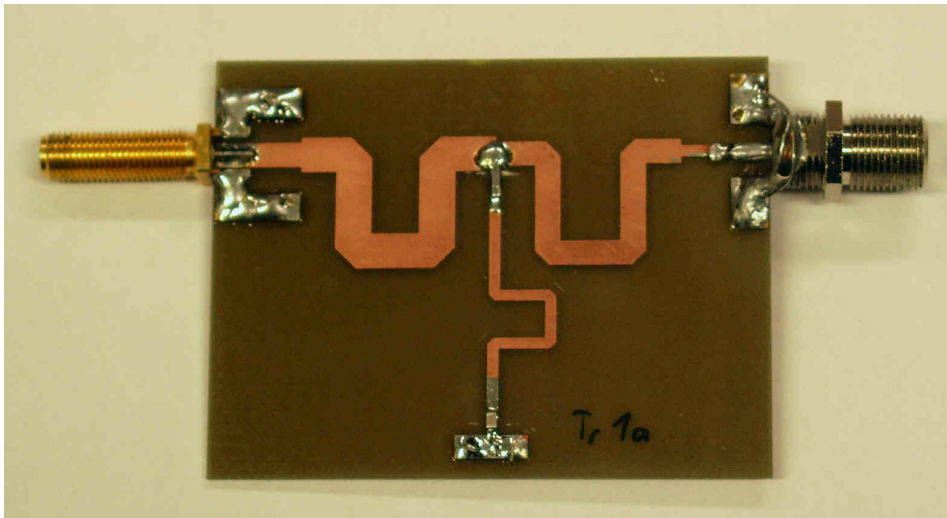


Abbildung 3.7: Ansicht des fertigen Multiplexers Version 1a

<sup>2</sup>direktes Erstellen von Prototypen aus vorhandenen CAD Daten



## 3.5.4 Vergleich zwischen Messergebnis und Simulation

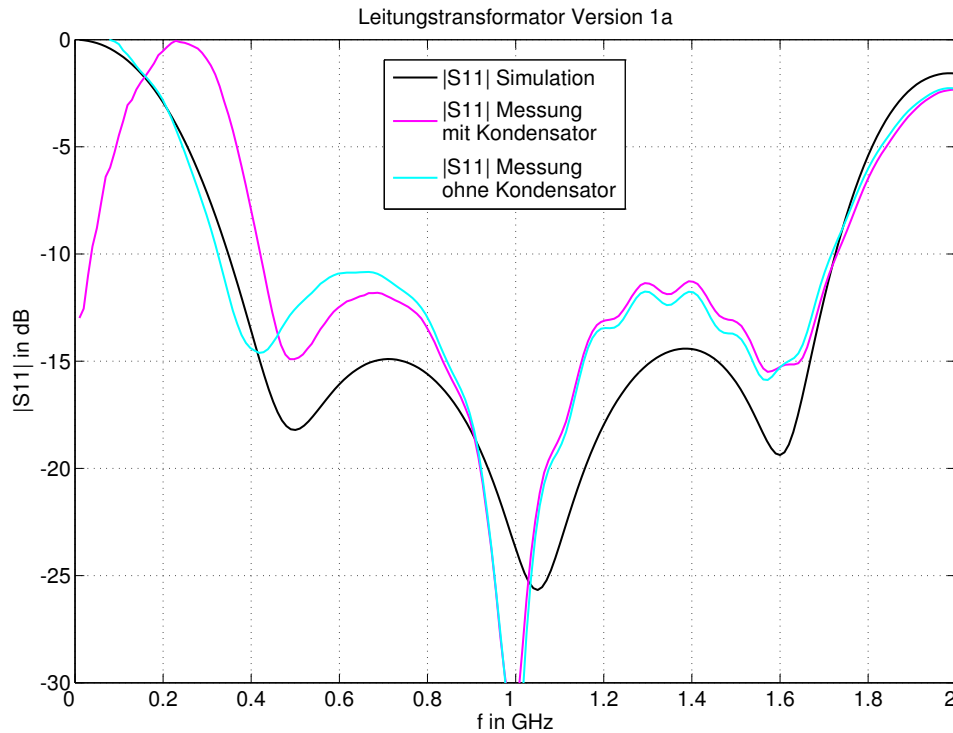


Abbildung 3.8: Reflektionsmessung des fertigen Transformators Version 1a

Bild 3.8 zeigt die simulierte Reflektion und die gemessene Reflektion. Wie zu erkennen ist, stimmen die Pole des gemessenen Reflektionsfaktors in etwa mit den Polen der Simulation überein.

Ein Problem stellte jedoch die Abweichung in der Höhe der Kurve dar. Innerhalb des relevanten Frequenzbereichs von 400 MHz - 1600 MHz liegt die gemessene Reflexion ca 3 bis 4 dB über dem Simulationswert. Als Richtwert für eine gute Filterfunktion kann jedoch der Wert -15 dB angenommen werden, was zu dem Ergebnis führt, dass die Schaltung nicht ausreichend angepasst ist.

## 3.6 Schlussfolgerung aus den vorangegangenen Versuchen

Ein fundamentales Problem ergibt sich, wenn das Zirkulatorsignal zusammen mit dem HF Signal eingespeist werden soll. Wird der Kondensator der Stichleitung zu groß gewählt, dann bildet er den nötigen guten Massepunkt für die HF Signale. Gleichzeitig werden jedoch auch die Zirkulatorsignale gegen Masse kurzgeschlossen. Wählt man den Kondensator jedoch zu klein, dann wird zwar das Zirkulatorsignal bis ca 100 MHz kaum gedämpft, aber die Flanke des Hochfrequenzsignals bei 400 MHz verschiebt sich zu höheren Frequenzen hin. Damit verschlechtert sich der Reflexionsfaktor bei 400 MHz von ca. -14 dB auf ca. -5dB.

Eine Möglichkeit wäre, ein steifflankiges Hochpassfilter statt dem Kondensator einzusetzen. Das Problem bei diesem Ansatz ist jedoch, dass damit nicht mehr klar definierbar ist, wie lang die Stichleitung ist. Das führt dann dazu, dass die Mittenfrequenz des Multiplexers nicht mehr klar zu bestimmen ist.

Die Abweichung des gemessenen Reflexionsfaktors von den simulierten Werten kann an verschiedenen Einflüssen liegen. Zum Einen arbeitet der Fräsplotter nicht genau. Im Mittel sind die Leiterbahnen um den Faktor 1.05 breiter als im Plan angegeben. Wie in Bild 3.9 zu sehen ist, ist die Abweichung aber eher zufällig, so dass keine genaue Aussage über einen Korrekturfaktor getroffen werden kann.

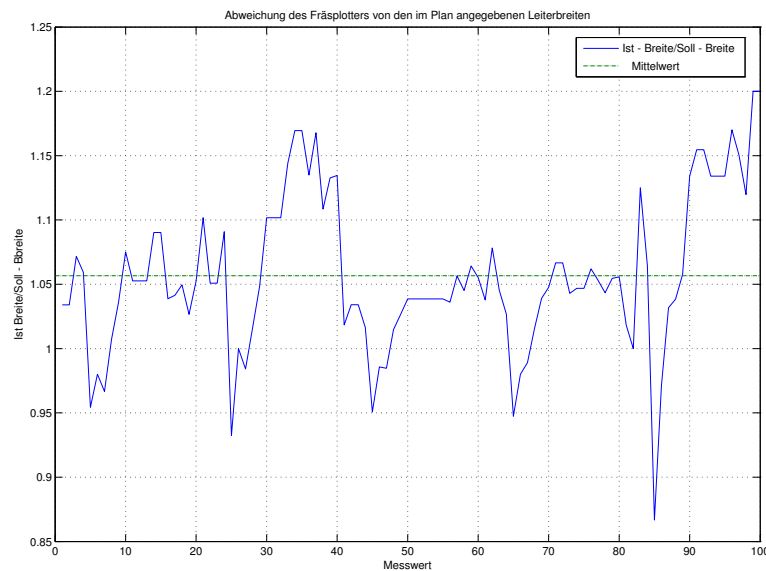


Abbildung 3.9: Abweichung der tatsächlich gefrästen Leiterbreite von der geplanten Leiterbreite

Ein weiteres Problem liegt ebenfalls im Isolationsfräsen begründet. In der Theorie zur Microstreifenleitung wird für Frequenzen bis ca. 5 GHz die in Bild 3.10 dargestellte Feldverteilung angenommen.

Da die Feldlinien zum Teil auch durch die Luft verlaufen, verringert sich die effektive Dielektrizitätszahl des Substrats. Wie in Bild 3.12 zu sehen ist, wird beim Isolationsfräsen  $211\mu\text{m} - 35\mu\text{m} = 176\mu\text{m}$  tiefer gefräßt, als es nötig wäre um die  $35\mu\text{m}$  Kupferschicht abzutragen. Dadurch ergibt sich, dass der inhomogene Teil der Feldlinien einen deutlich weiteren Weg durch die Luft zurück legen muss. Aus diesem Grund wird sich die effektive Dielektrizitätszahl weiter verringern.

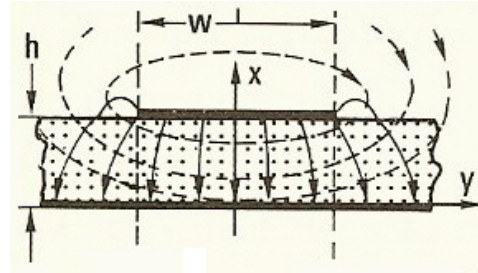


Abbildung 3.10: Feldverteilung in Microstreifenleitungen bei niedrigen Frequenzen (Hoffmann 1983, Seite 192)

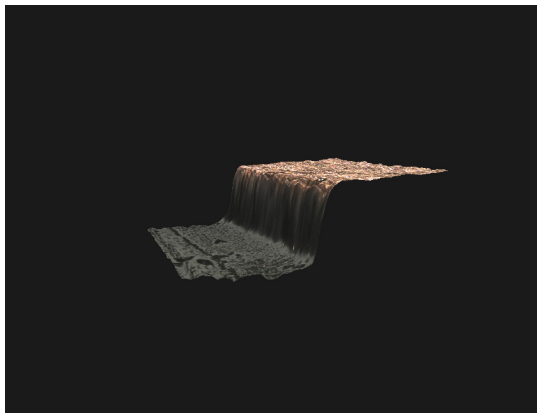


Abbildung 3.11: 3D Ansicht der gefrästen Leiterbahn

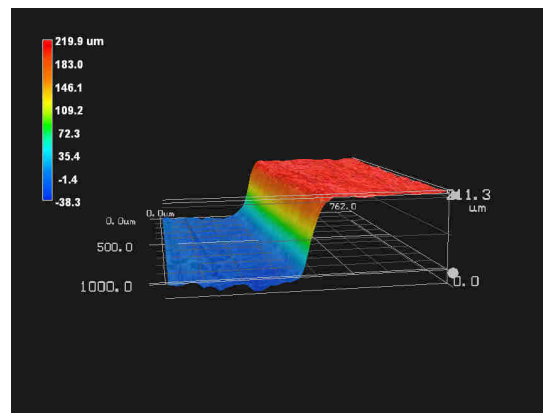


Abbildung 3.12: 3D Ansicht der gefrästen Leiterbahn in Falschfarben

Beide Probleme liegen im Fertigungsverfahren der Platine begründet und lassen sich demnach ausschließen, wenn die Platinen nicht wie bisher mittels Isolationsfräsen, sondern mittels Ätzen hergestellt werden.

Vor allem aufgrund der Probleme mit dem Fußpunktcondensator der Stichleitung wurde in den nachfolgend beschriebenen Versuchen eine andere Schaltungsvariante gewählt.

## 3.7 Leitungstransformator ohne Stichleitung

Grundsätzlich sind zur Realisierung zwei verschiedene Ansätze möglich, die in Bild 3.14 und Bild 3.13 dargestellt sind.

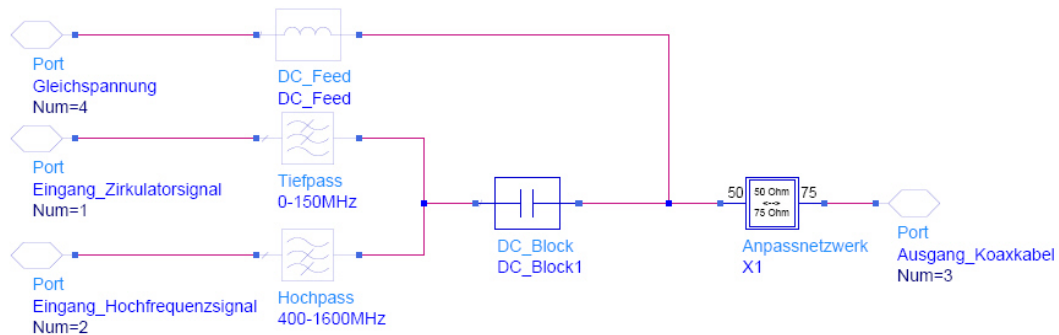


Abbildung 3.13: Blockschaltbild des Multiplexers Variante 1

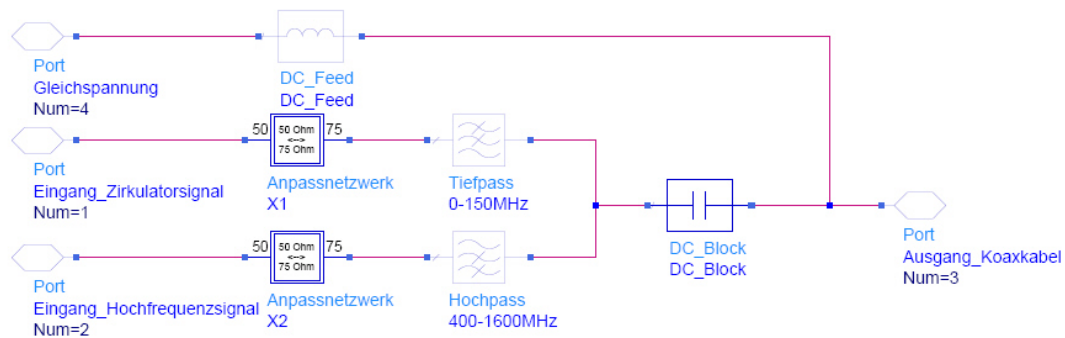


Abbildung 3.14: Blockschaltbild des Multiplexers Variante 2

Der wesentliche Unterschied besteht in der Position des Anpassnetzwerkes. In Bild 3.13 ist es als letztes Element der Signalkette unmittelbar vor dem Koaxialkabel angeordnet. Im Gegensatz dazu befindet sich das Anpassnetzwerk aus Bild 3.14 am Anfang der Signalkette. Auf den ersten Blick scheint diese Maßnahme aufwändiger zu sein. Da die Transformation auf 75  $\Omega$  jedoch ohne zusätzlichen Aufwand allein durch den Hoch- und Tiefpassfilter realisiert werden kann, fällt somit das im Bild 3.13 nötige Anpassnetzwerk weg.

Negativ ist dabei, dass die Übertragungstrecke dann nur komplett vermessen werden kann, da keine Messgeräte mit Bezugswiderstand 75  $\Omega$  zur Verfügung stehen. Aus diesem Grund wird für den Multiplexer das Schaltungsprinzip aus Bild 3.13 angewendet. Aufgrund des hohen Gleichstromes von ca. 2,5 A bis 3 A ist eine Anpassung über konzentrierte Elemente nicht möglich. Im Gegensatz dazu bietet es sich an, mit Hilfe eines  $\frac{1}{4}\lambda$  Transformators zu arbeiten, der in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut ist.

### 3.7.1 Hochpassfilter

Der nötige Hochpassfilter im Hochfrequenzpfad wurde mit Hilfe des *Filter Design Guide* von ADS2005 berechnet. Als Parameter wurden die folgenden Angaben zugrunde gelegt:

Tabelle 3.1: Parameter zur Synthese des Hochpassfilters im HF Pfad

Parameter:	Wert
Filterart:	Tschebyscheff
Durchlassbereich:	400 MHz - min. 1,6 GHz
Sperrbereich:	0 - 150 MHz
Sperrbereichsdämpfung:	min. 40 dB
Welligkeit im Durchlassbereich:	max. 0.05 dB
Eingangsimpedanz:	50 $\Omega$
Ausgangsimpedanz:	50 $\Omega$

Die ideal errechneten Bauteilwerte wurden anschließend auf verfügbare Werte verändert. Der Schaltplan des realisierten Filters ist in Abbildung 3.15 gezeigt.

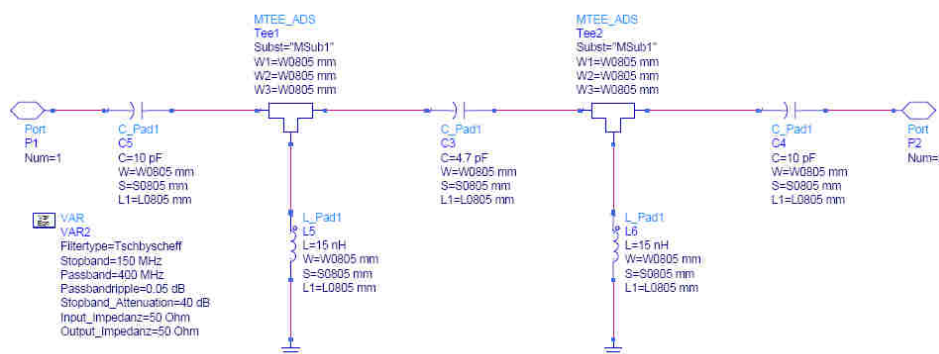


Abbildung 3.15: Schaltplan 400MHz Hochpassfilter

Zu erwähnen ist, dass bei der Realisierung darauf zu achten ist, dass die konzentrierten Elemente so dicht wie möglich nebeneinander liegen, um die Leitungslängen zwischen den Bauteilen so gering wie möglich zu halten. Außerdem muss die Massenanbindung der Querinduktivitäten so gut wie möglich sein. Die beste Möglichkeit dies zu realisieren, ist die direkte Durchkontaktierung unmittelbar hinter jedem Anschluss eines Bauelementes in Verbindung mit einer möglichst breitflächigen Massekontaktierung des Anschlusspins. Dies hilft parasitäre Induktivitäten so gering wie möglich zu halten.

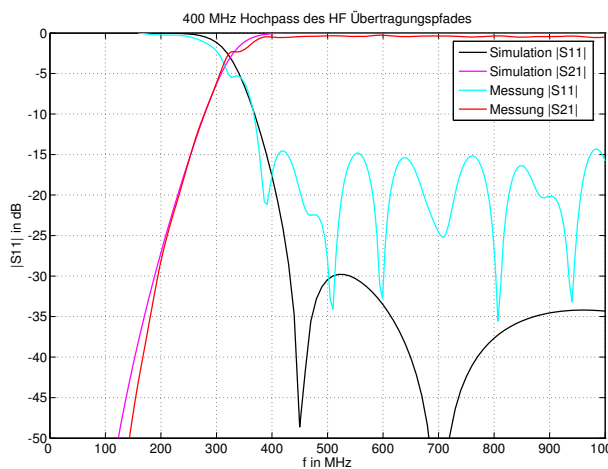


Abbildung 3.16: Vergleich zwischen Messergebnis und Simulation des 400 MHz Hochpass

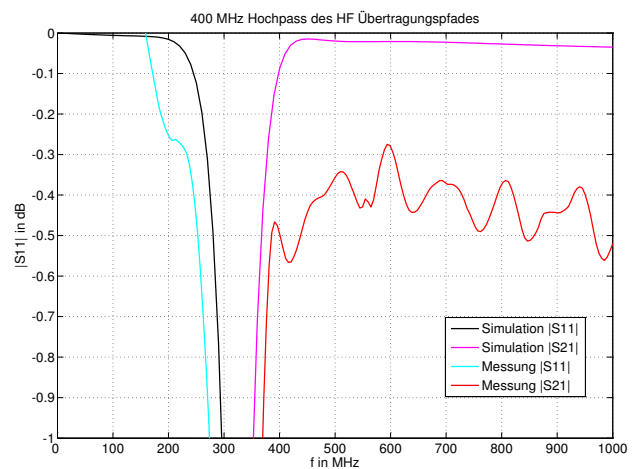


Abbildung 3.17: Detailansicht zur Beurteilung der Durchgangswelligkeit des 400 MHz Hochpass

Wie Abbildung 3.16 zeigt, verläuft die Durchlassdämpfung des gemessenen Filters annähernd wie die Kurve der Simulation. Bis 150 MHz wird eine Sperrdämpfung von mindestens  $-46,8$  dB erreicht und ab 320 MHz verläuft die Kurve dauerhaft oberhalb von  $-3$  dB. Im Frequenzbereich von 400 MHz bis 1 GHz fällt die Transmissionsdämpfung nicht unter  $0,56$  dB ab. Dies ist aus Bild 3.17 ersichtlich. Die Abweichung zur simulierten Kurve im Bereich ab 400 MHz lässt sich auf Dämpfungsverluste zurückführen, die durch die Steckverbinder mit eingebracht werden.

Eine große Abweichung von der simulierten Kurve zeigt sich ab ca. 400 MHz bei der Reflexionsdämpfung. Die Simulation zeigt hier zwei Pole bei 450 MHz und 700 MHz und einen dauerhaften Verlauf von unter  $-30$  dB. Im Gegensatz dazu zeigt die gemessene Kurve viele Resonanzen im Abstand von ca. 100 MHz und eine Reflexionsdämpfung von ca.  $-15$  dB. Die Resonanzen werden vor allem durch die parasitären Eigenschaften der Bauelemente und der Leitungsführung hervorgerufen. Genauere Betrachtungen sind jedoch nicht nötig, da eine Anpassung von  $-15$  dB ausreichend ist.

Die fertige Platine des Hochpassfilters zeigt Bild 3.18.

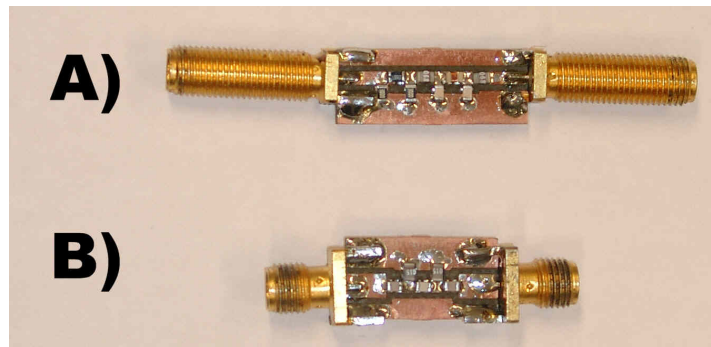


Abbildung 3.18: Foto der fertigen Filterplatinen, die zu Messzwecken hergestellt wurde. a) 150 MHz Tiefpass b) 400 MHz Hochpass

### 3.7.2 Gleichstrom Einspeisung

Wie in Bild 3.13 auf Seite 51 zu sehen ist, ist es zur Einkopplung des Gleichstromes nötig, die höherfrequenten Signale abzublocken. Dies gelingt durch eine ausreichend große Einkoppelinduktivität. In vorangegangenen Versuchen stellte sich heraus, dass zum Abblocken des Zirkulatorsignals eine Induktivität von ca.  $33 \mu H$  nötig ist. Da Induktivitäten in dieser Größenordnung und 3 A Nennstrom jedoch nur schwer zu beschaffen sind, wurde eine Variante mit zwei in Serie geschalteten  $15 \mu H$  Induktivitäten gewählt. Diese drückten jedoch massiv die Reflexionsdämpfung auf eine Anpassung von kaum besser als -10 dB bei Frequenzen über 500 MHz zurück.

Erklären läßt sich dieser Effekt, wenn man das Hochfrequenz Ersatzschaltbild einer Induktivität betrachtet (Bild 3.19).

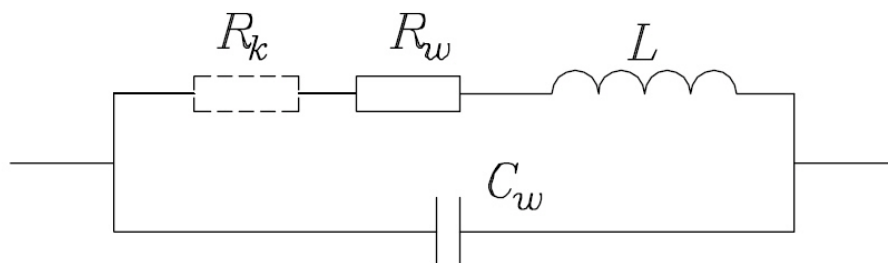


Abbildung 3.19: HF Ersatzschaltbild einer Induktivität (Gaertner 2001)

Wie zu sehen ist, verhält sich die Induktivität bei niedrigen Frequenzen nahezu ideal, weil die Wicklungskapazitäten ( $C_w$ ) kaum ins Gewicht fallen. Erhöht man jedoch die Frequenz und setzt zur Vereinfachung  $R_k = 0$  (Luftspule), so gewinnt  $C_w$  immer stärker an Einfluss. Die Induktivität erscheint dann als Parallelschwingkreis mit der Resonanzfrequenz  $f_r$ . Bei dieser Frequenz besitzt sie die größte Impedanz. Bei einer weiteren Erhöhung der Frequenz fällt die Impedanz wieder ab, da nun die Einflüsse der Wicklungskapazitäten dominieren.

Daraus lassen sich folgende Schlüsse ziehen:

1. Den kompletten Bereich mit einer einzigen Induktivität abzudecken ist nur schwer möglich
2. Eine der beiden eingesetzten Induktivitäten muss eine Resonanzfrequenz bei einigen hundert MHz besitzen, um die hochfrequenten Anteile abzublocken
3. Die Induktivität mit der hohen Resonanzfrequenz muss vor der zweiten Induktivität so nah wie möglich an der Hochfrequenzleitung (dem Einspeisepunkt der Gleichspannung) liegen. Damit wird verhindert, dass die hohen Frequenzen die erste Induktivität aufgrund der parasitären Kapazität überwinden und der Weg bis zur zweiten Induktivität als Stichleitung wirkt.

Als erste Induktivität kommt dabei eine so genannte »VHF Drossel« zum Einsatz, die eine Resonanzfrequenz von ca. 100 MHz bei einer Induktivität ca.  $3,7 \mu H$  bietet. Der Resonanzwiderstand beträgt ca.  $800 \Omega$  (Epcos VHF Chokes).

### 3.7.3 Leitungstransformator

Zur Transformation des  $50 \Omega$  Systemwiderstandes werden zwei in Serie geschaltete  $\frac{1}{4}\lambda$  Transformatoren mit der Mittenfrequenz 1 GHz eingesetzt. Die theoretische Herleitung entspricht der aus Kapitel 3.4.2 auf Seite 43. Die Optimierung der Leiterbreiten und damit der Impedanzen erfolgte durch Versuchsreihen an realen Aufbauten. Als ausreichend gut stellte sich dabei die in Tabelle 3.7.3 angegebenen Parameter heraus.

Tabelle 3.2: Parameter des Leitungstransformators

Parameter	Breite	Impedanz	Z normiert
1. Leitung:	1.946 mm	$\Rightarrow 60,90 \Omega$	1,218
2. Leitung:	1.566 mm	$\Rightarrow 67,91 \Omega$	1,358



Die dadurch entstehende Transformation lässt sich mit Hilfe des Smith Diagramms veranschaulichen (Bild 3.20).

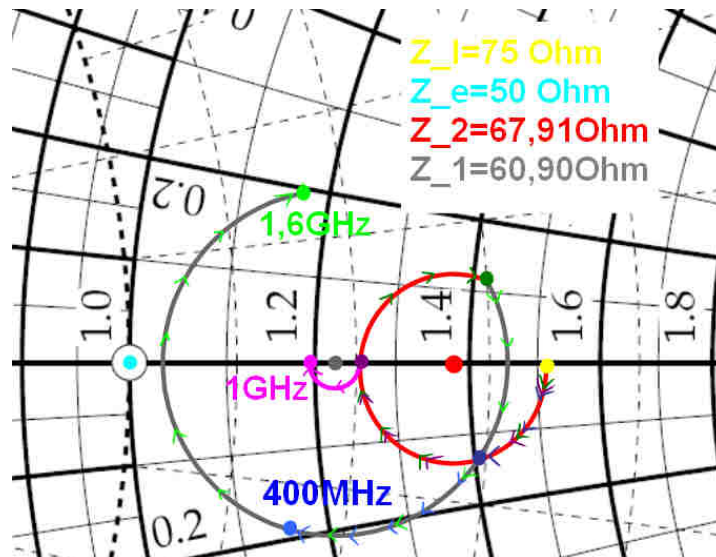


Abbildung 3.20: Leitungstransformation im Smith Diagramm

Die normierten Impedanzen sind, wie im Bild zu sehen ist, in verschiedenen Farben eingezeichnet. Ausgangspunkt der Betrachtungen ist die Lastimpedanz von  $75 \Omega$  (Gelb). Diese wird zwischen  $\frac{180^\circ}{1 \text{ GHz}} 400 \text{ MHz} = 72^\circ$  und  $\frac{180^\circ}{1 \text{ GHz}} 1,6 \text{ GHz} = 288^\circ$  um die Impedanz  $Z_2$  gedreht (roter Kreis), wobei die Mittenfrequenz von 1 GHz genau auf die reelle Achse abgebildet wird. Die anschließende Transformation um die Impedanz  $Z_1$  (grauer Kreis) führt dann zu den beiden Endpunkten von 400 MHz (blau) und 1600 MHz (grün).

### 3.7.4 Fertige Platine

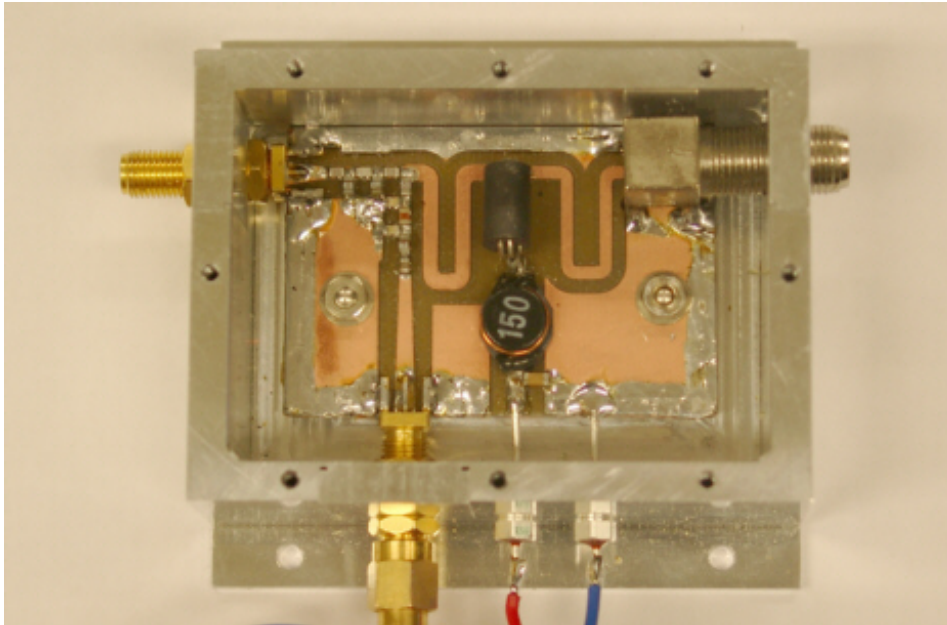


Abbildung 3.21: Foto des fertig aufgebauten Multiplexers Version 2.2

Bild 3.21 zeigt die fertig aufgebaute Platine. Zu sehen sind beide Leiterschleifen, die die beschriebenen Leitungstransformatoren bilden. In deren Mitte ist der Gleichstrom-Einkoppelpunkt.

Von den SMA-Stecker des Hochfrequenz- und des Digitalpfades bis zum jeweils ersten Bauelement wurden »Taper« eingesetzt. Diese dienen dazu, die Leiterbreite von 2,82 mm (= 50  $\Omega$ ) auf die Footprintbreite von 1,4 mm zu reduzieren. Im Gegensatz zum meist verwendeten stufigen Übergang verhindert der Taper Diskontinuitäten.

Die digitalen Signale werden im rechten Winkel in den Hochfrequenzpfad eingekoppelt. Die dadurch entstehende Diskontinuität macht sich im digitalen Frequenzbereich bis 150 MHz kaum bemerkbar. Diese Maßnahme hat den Vorteil, dass der HF-Pfad ohne zusätzliche Knicke auskommt. Zu erkennen ist weiterhin, dass die Induktivität des Tiefpasses, genauso wie die VHF Drossel, ohne zusätzliche Leitungsführung direkt an den HF-Pfad angeschlossen wird.

Um eine möglichst gute Masseanbindung der oberen Masseflächen zu gewährleisten, wurde die Platine komplett umlaufend mit Kupferband beklebt und anschließend verlötet.

## 4 Zusammenschaltung aus Multiplexer und Zirkulator

Die nachfolgend aufgeführten Simulations- und Messergebnisse beziehen sich auf die im Anhang B.2 auf Seite 79 abgebildete Schaltung. Der Messaufbau ist in Bild 4.1 zu sehen. Die verwendeten Messgeräte sind in Tabelle 4.1 auf der nächsten Seite aufgeführt.

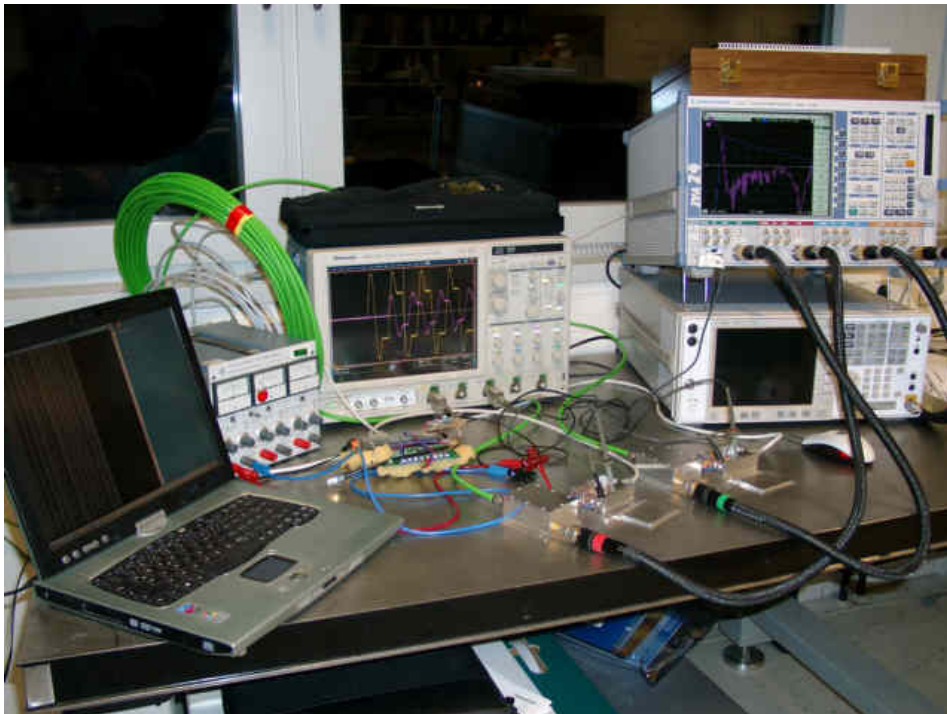


Abbildung 4.1: Messaufbau mit fertigen Platinen

Tabelle 4.1: Verwendete Messgeräte

durchgeführte Messungen	verwendetes Messgerät	genaue Bezeichnung
Phasenmessung, Gruppenlaufzeit, S-Parameter	Vektorieller Netzwerkanalysator	Rhode & Schwarz ZVA 24 Vector Network Analyzer 10 MHz ... 24 GHz
Zeitsignalmessungen der digitalen Übertragungsstrecke	digitales Speicheroszilloskop	Tektonix DPO 7254 Digital Phosphor Oscilloscop 2.5 GHz - 40 GS/s
Frequenzspektrum des digitalen Ethernet Signals	Spektrum Analysator	Agilent E4443A 3 Hz - 6,7 GHz PSA Series Spectrum Analyzer
Bereitstellen einer Gleichspannung für die Zirkulatorschaltung	Gleichspannungsnetzteil	Rhode & Schwarz TGT 20 Stromversorgungsgerät 2 x 0-20 V bei 0 - 1 A 1 x 0-6 V bei 0 - 5 A

## 4.1 Messung des analogen Hochfrequenz Übertragungswegs

### 4.1.1 Anpassung

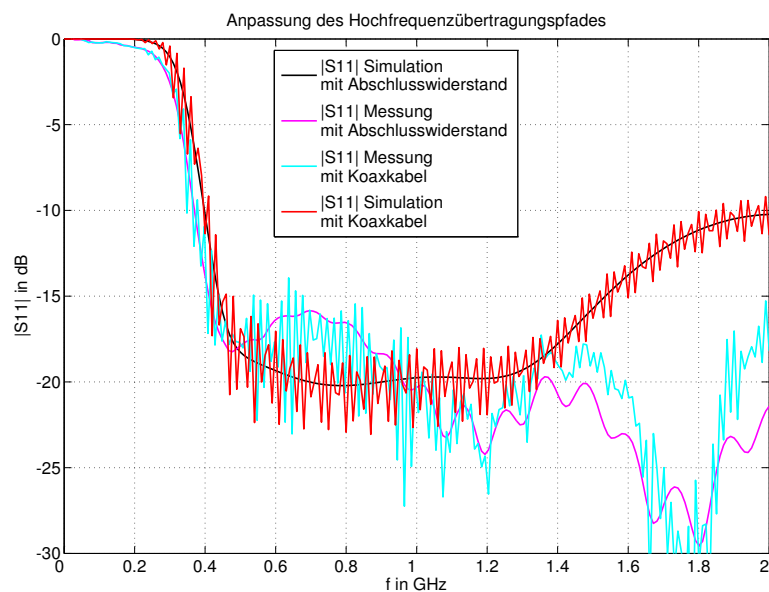


Abbildung 4.2: Reflexionsdämpfung des analogen Eingangs

Bild 4.2 zeigt die Anpassung des Hochfrequenz Übertragungspfades an den Systemwiderstand von  $50 \Omega$ . Simuliert und gemessen wurde zum Einen die komplette Übertragungsstrecke mit

Koaxialkabel und zum Anderen nur eine Seite der Übertragungsstrecke mit einem  $75 \Omega$  Abschlusswiderstand. Dadurch kann man die Kurve besser erkennen, da das Koaxkabel eine Welligkeit aufgrund von Reflexionen mit einbringt (Siehe Bild).

Eine deutliche Abweichung zwischen gemessener und simulierter Reflexionsdämpfung zeigt sich im Bereich von 1.5 GHz bis 2 GHz. Die gemessene Kurve zeigt eine Polstelle bei ca 1,7 GHz, die nicht in der Simulation zu erkennen ist. Dieser Unterschied kann jedoch vernachlässigt werden, da die Anpassung nicht schlechter wird und die Abweichung außerdem außerhalb des Übertragungsbandes liegt.

### 4.1.2 Frequenzgang

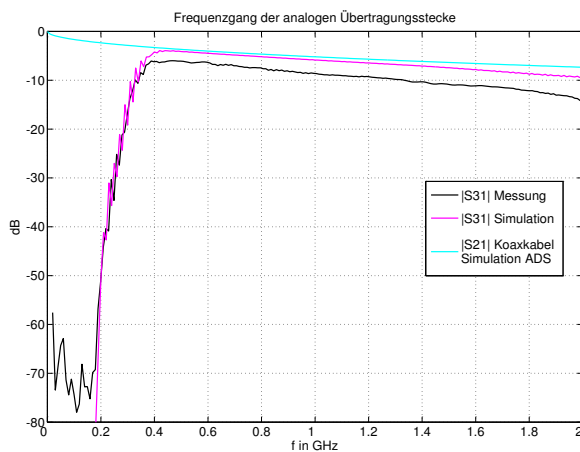


Abbildung 4.3: Transmissionsdämpfung des kompletten analogen Übertragungspfad

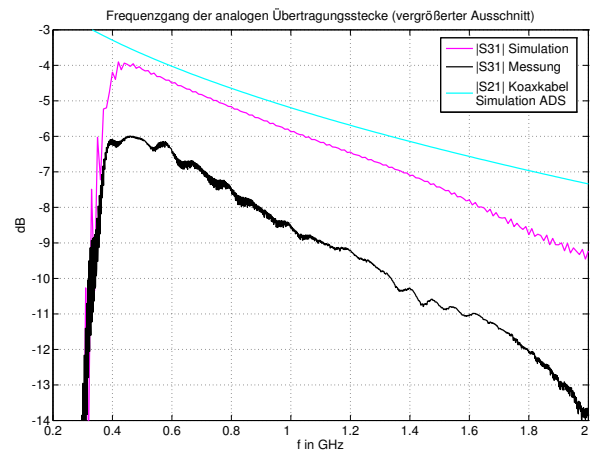


Abbildung 4.4: Transmissionsdämpfung der analogen Übertragungsstrecke (vergrößerter Ausschnitt)

Bild 4.3 zeigt den Frequenzgang der Transmission der analogen Übertragungsstrecke. Die Filterflanke von Simulation und Messung sind praktisch deckungsgleich. Als minimale Sperrdämpfung war ein Wert von 40 dB bei 150 MHz angesetzt. Der gemessene Wert liegt bei 60 bis 70 dB und ist damit deutlich besser als verlangt.

Unterschiede zwischen Simulation und Messung finden sich im Durchlassbereich. Wie in Bild 4.3 zu sehen ist, besitzt die Gemessene 2 bis 2,5 dB mehr Dämpfung als die simulierte

Kurve. Zurückführen lässt sich diese Abweichung auf die zusätzlichen Steckverbinder, die zwar im Signalpfad vorhanden sind, aber nicht mit simuliert wurden.

Die Ursache für das Abfallen der Transmissionskurve mit zunehmender Frequenz ist vor allem der Tiefpasscharakter des Koaxialkabels. Vor allem bei Frequenzen über 1 GHz kommt jedoch ein weiterer Effekt hinzu. Die Verluste des Basismaterial FR4 machen sich dann als zusätzliche frequenzabhängige Dämpfung bemerkbar.

Durch die oben beschriebenen Ursachen beträgt der Unterschied zwischen niedrigster und höchster Dämpfung im Übertragungsband 5 dB. Nach Möglichkeit sollte der Durchlassbereich jedoch so flach verlaufen, wie möglich. Daher ist es nötig, eine Entzerrung des Frequenzgangs einzuplanen. Auf dem SKADS Progress Meeting am 01.12.2006 in Bologna einigten sich die Entwickler darauf, die Entzerrung zentral am Ende der kompletten Übertragungstrecke (Antenne bis Backend) zu realisieren. Auf Grund dessen ist dies nicht mehr Teil dieser Arbeit.

### 4.1.3 Gruppenlaufzeit und Phasengang

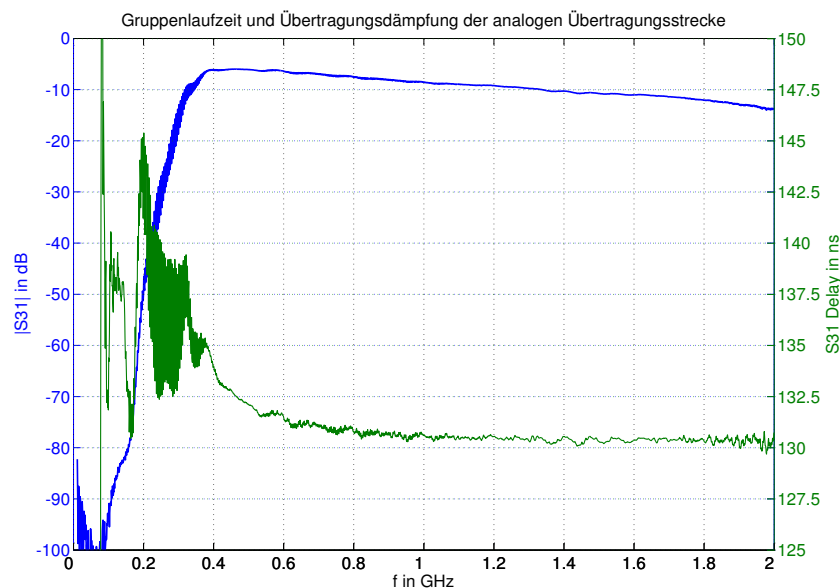


Abbildung 4.5: Gruppenlaufzeit und Transmissionsdämpfung des analogen Übertragungspfades

In Bild 4.5 ist die Gruppenlaufzeit und die Übertragungsdämpfung des analogen Signalpfades dargestellt. Ab ca. 600 MHz ist die Laufzeit annähernd konstant. Bei niedrigeren Frequenzen

zeigt sich die Phasenverschiebung des Hochpassfilters, was einen Anstieg der Gruppenlaufzeit zur Folge hat. Unterhalb von 200 MHz fällt die Laufzeit wieder ab. Dieser Bereich ist jedoch nicht relevant, weil die Signaldämpfung dort bereits größer als 50 dB ist.

## 4.2 Messung des digitalen Signalwegs

### 4.2.1 Anpassung

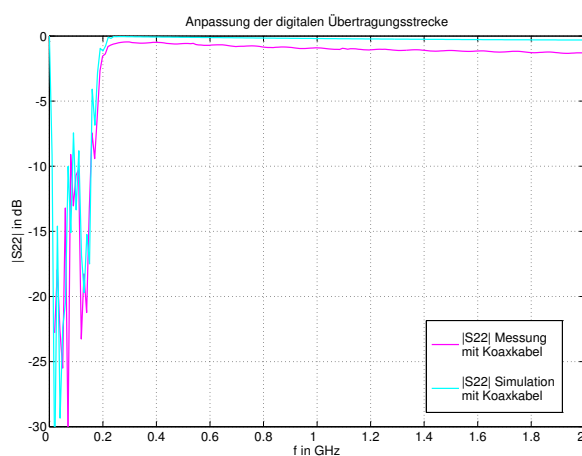


Abbildung 4.6: Reflexionsdämpfung des digitalen Eingangs ohne vorgeschalteten Zirkulator

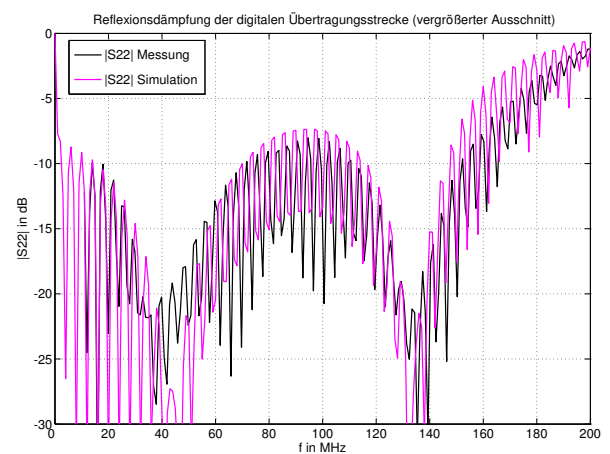


Abbildung 4.7: Reflexionsdämpfung des digitalen Eingangs (vergrößerter Ausschnitt)

Die Reflexionsdämpfung des digitalen Übertragungswegs ist in Bild 4.6 und vergrößert in Bild 4.7 dargestellt. Es ist erkennbar, dass die Anpassung in weiten Teilen bis 150 MHz besser als 10 dB ist. Für den Analogpfad wird eine Reflexionsdämpfung von besser 15 dB verlangt. Die erreichten 10 dB sind im Digitalpfad jedoch absolut ausreichend, da das Signal ausgangsseitig noch ohne großen Aufwand verstärkt werden kann, und es außerdem weniger empfindlich auf Fehlanpassung ist.



## 4.2.2 Frequenzgang

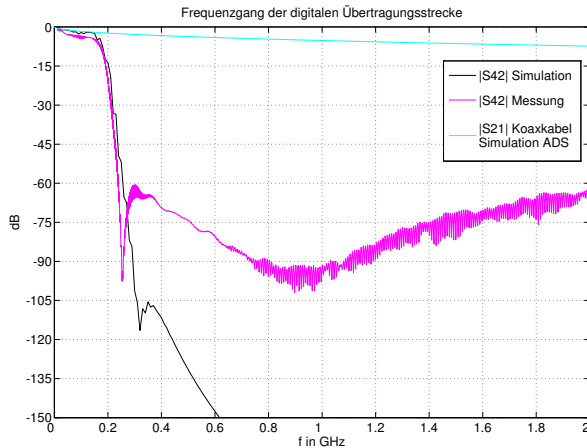


Abbildung 4.8: Transmissionsdämpfung der Übertragungsstrecke des digitalen Übertragungspfades

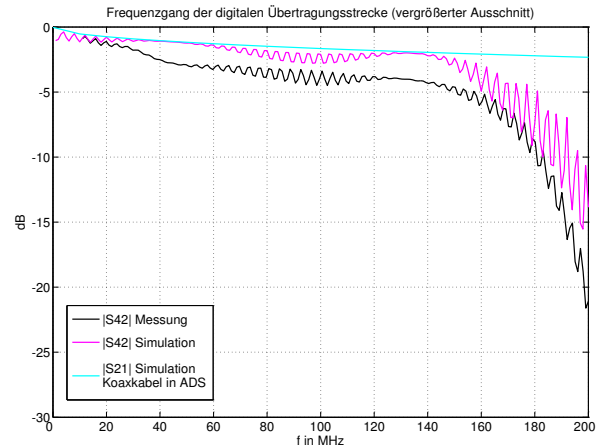


Abbildung 4.9: Transmissionsdämpfung der digitalen Übertragungsstrecke (vergrößert)

In Abbildung 4.8 ist die Übertragungsdämpfung des digitalen Signalwegs wiedergegeben. Da die Datenübertragung in beiden Richtungen stattfindet, ist es nötig, sowohl den Parameter S42 als auch den Streuparameter S24 zu betrachten. Im Diagramm wurde jedoch aufgrund der besseren Übersichtlichkeit nur der Parameter S42 aufgetragen, da beide Kurven praktisch deckungsgleich liegen.

Man kann im Diagramm erkennen, dass die Filterflanken von Simulation und Messung nahezu gleich verlaufen. Eine massive Abweichung zeigt sich nur im Sperrbereich. Hier wird eine minimale Sperrdämpfung von ca. 62 dB erreicht. Die Simulation zeigt jedoch eine monoton fallende Kurve.

Betrachtet man Abbildung 4.7 auf der vorherigen Seite, so stellt man einen Unterschied zwischen Simulationsergebnis und Messergebnis fest. Die gemessene Kurve besitzt eine ca. 2 dB höhere Dämpfung. Die Erklärung dafür sind, wie auch beim analogen Übertragungspfad, die zusätzlichen Steckverbinder, die im Signalpfad mit vorhanden sind.

Der Abfall der Übertragungskurve bei steigender Frequenz entsteht durch den Frequenzgang des Koaxialkabels (siehe Bild 4.7 auf der vorherigen Seite). Aufgrund der niedrigen Frequenz kommen, im Gegensatz zur Übertragungskurve des analogen Signalpfades, kaum zusätzliche Einflüsse des Basismaterials hinzu.



Um eine Aussage über die benötigte Verstärkung des Zirkulators treffen zu können, ist es nötig die Dämpfung des digitalen Übertragungspfades im Frequenzbereich bis 150 MHz zu bestimmen. Diese ist in Bild 4.9 auf der vorherigen Seite dargestellt. Man kann erkennen, dass sie bis ca. 160 MHz annähernd linear von 1 dB bis ca. 5 dB abfällt. Nimmt man als Digitalsignal ein 10MBit Ethernetsignal mit einer Bandbreite von ca. 40 MHz an, so fällt die Kurve um lediglich 1 dB ab und hat somit kaum Auswirkungen auf das Signal.

### 4.2.3 Gruppenlaufzeit

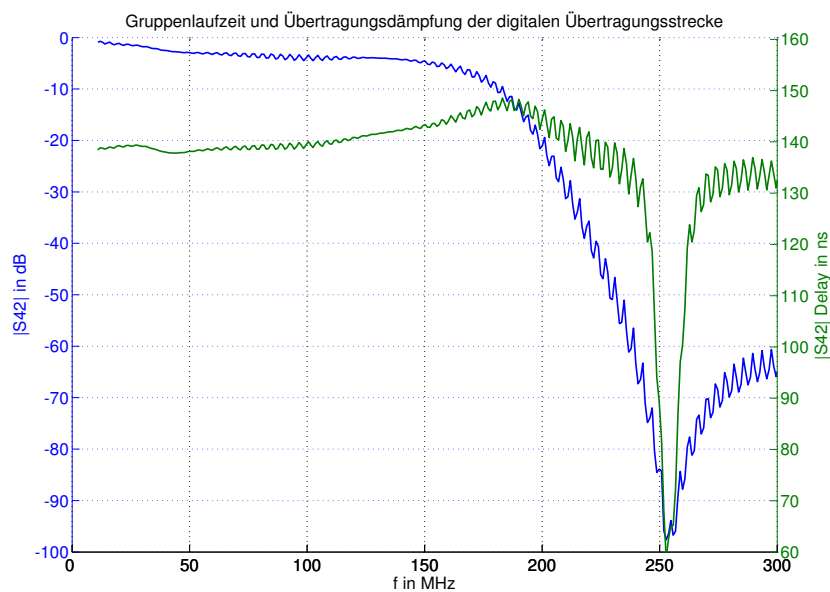


Abbildung 4.10: Gruppenlaufzeit und Transmissionsdämpfung der digitalen Übertragungs­strecke

Abbildung 4.10 stellt den Frequenzgang und die Gruppenlaufzeit der digitalen Übertragungs­strecke in einem Diagramm dar.

Im Durchlassbereich des Tiefpassfilters bis 120 MHz ist die Laufzeit mit ca. 138 ns praktisch konstant. Mit dem Anstieg der Transmissionsdämpfung steigt auch die Gruppenlaufzeit bis ca. 180 MHz. Anschließend fällt die Laufzeit wieder ab und bildet ebenso wie die Übertragungsfunktion bei 250 MHz eine Nullstelle. Der nachfolgende Bereich besitzt laut Messung eine Laufzeit von konstant 130 ns. Da das Ethernet­signal in diesem Bereich jedoch keine relevanten Spektralanteile mehr besitzt, kann er vernachlässigt werden. Die konstante Gruppenlaufzeit ist vor allem im Bereich bis 40 MHz relevant, da eine konstante Laufzeit garantiert, dass die digitalen Signalanteile unverzerrt übertragen werden.

### 4.2.3.1 Zur Laufzeit des Ethernetsignals

Die Laufzeit auf Koaxialkabel und Multiplexer beträgt laut Messung ca. 138 ns. Die maximale Segmentlänge wird bei Ethernet durch das CSMA/CD<sup>1</sup> Zugriffsverfahren begrenzt.

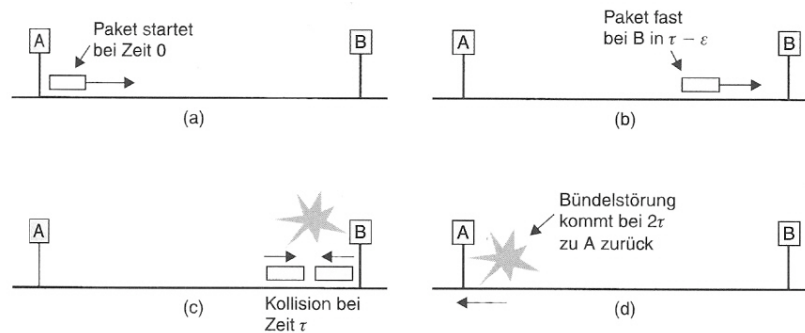


Abbildung 4.11: Schema einer Kollision bei Ethernet (Tanenbaum 2002)

Eine Station A sendet zum Zeitpunkt 0 ein Paket los (Bild 4.11 a). Eine kurze Zeit  $\tau$  bevor das Paket bei Station B angekommen ist, versucht die Station B ebenfalls auf dem vermeintlich freien Kabel zu senden (Bild 4.11 b). Zum Zeitpunkt  $\tau$  findet dann eine Kollision auf dem Kabel statt, die von Station B bemerkt wird. Diese beendet daraufhin ihr Senden (Bild 4.11 c). Bis die Kollision nun wieder bei Station A angekommen ist, vergeht erneut die Zeit  $\tau$  (Bild 4.11 d). Während der gesamten Zeit  $2\tau$  darf der Sender nicht aufgehört haben zu senden, da ansonsten die gesendete Information als korrekt übertragen angenommen wird. Bei einer minimalen Paketlänge von 64 Byte und einer Übertragung mit 10Base-T beträgt die Zeit  $2\tau$  damit:

$$2\tau = 64\text{Byte} * 8 \frac{\text{Bit}}{\text{Byte}} * \frac{1}{10\text{MHz}} = 51,2\mu\text{s} \quad (4.1)$$

Daraus folgt die maximale Laufzeit zwischen den entferntesten Stationen A und B im Netz von  $25,6 \mu\text{s}$  die damit deutlich über der gemessenen Laufzeit auf der Übertragungsstrecke liegt.

<sup>1</sup>Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection

## 4.3 Isolation zwischen analogem und digitalem Übertragungsweg

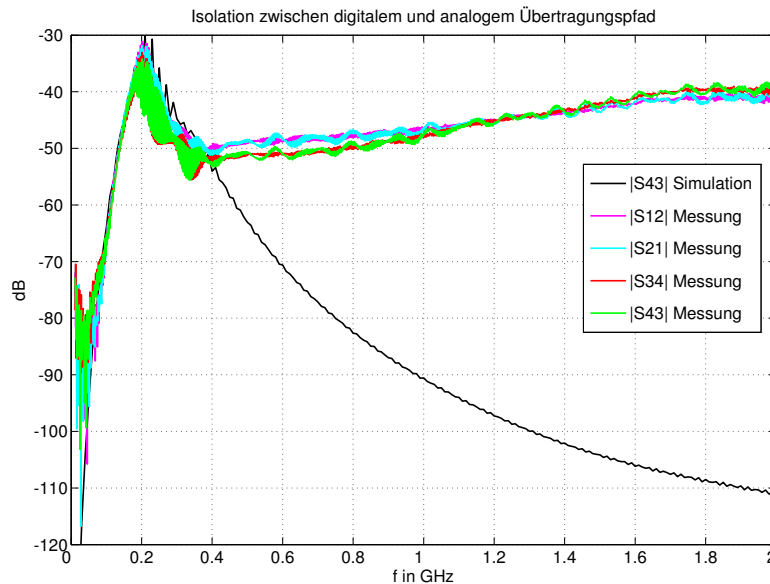


Abbildung 4.12: Isolation zwischen analogem und digitalem Übertragungspfad

In Bild 4.12 sind die S-Parameter aufgetragen, die die Isolationen zwischen den jeweiligen Ports beschreiben. Als einziger simulierter Parameter ist S43 aufgetragen, da die Parameter S21, S12, S34 deckungsgleich verlaufen. Ebenso wurden die simulierten Kurven S41, S14, S23 und S32 nicht abgebildet, da ihr Verlauf dem von S43 mit darauf addierter Dämpfung der Übertragungsstrecke entspricht. Auffällig ist, dass bis ca. 100 MHz die Übersprechdämpfung mit mindestens 65 dB recht gut ist. Auch die Simulation des Parameters S43 zeigt ähnliche Werte.

Ab 400 MHz weichen die Kurven von Simulation und Messung jedoch massiv von einander ab. Die Dämpfung der simulierten Kurve fällt kontinuierlich von 400 MHz an ab, während die gemessene Isolation im HF Frequenzband zwischen 400 MHz und 1,6 GHz langsam von 50 dB auf 40 dB ansteigt. Die Ursache hierfür liegt im Aufbau der Platine. Die Dämpfung kann noch vergrößert werden, wenn der Einkoppelpunkt des Zirkulatorsignals vom Hochfrequenzpfad abgeschirmt wird oder ein größerer Abstand von den restlichen Leitungsführungen eingehalten wird. Dies minimiert das Übersprechen zwischen beiden Kanälen.

## 4.4 Messung mit Zirkulator im Übertragungsweg

Die digitale Übertragungsstrecke sollte für Sender und Empfänger absolut transparent sein, also keinen Unterschied zu einem normalen Twisted Pair Kabel bilden. Wie in Kapitel 4.2 auf Seite 62 gezeigt, entstehen kaum Amplituden- oder Gruppenlaufzeit-Verzerrungen auf der eigentlichen Übertragungsstrecke bis ca 100 MHz. Daher ist anzunehmen, dass auch die Ethernetsignale die Strecke praktisch unverzerrt passieren können.

### 4.4.1 Zeitsignal und Laufzeit

Um diese Vermutung zu überprüfen, wurde das Ethernetsignal im Zeitbereich gemessen. Es ist in Bild 4.13 dargestellt.

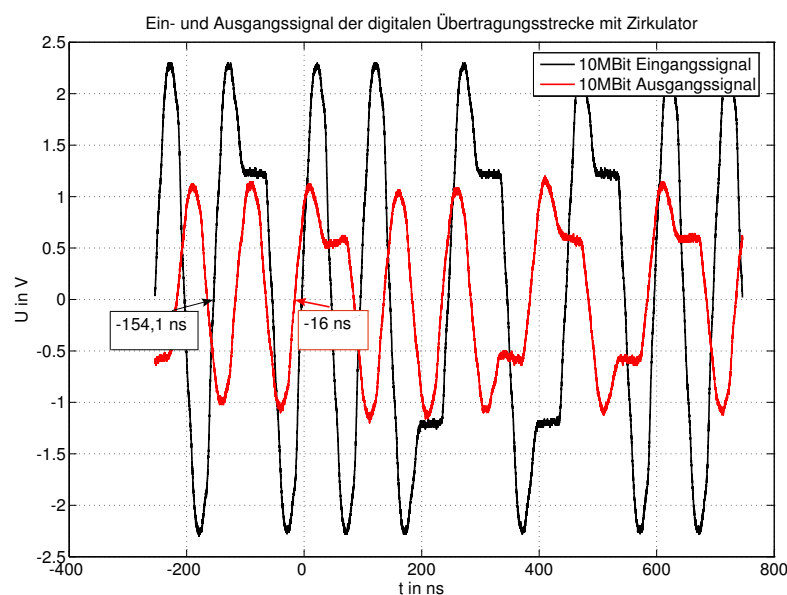


Abbildung 4.13: Zeitsignal eines 10 MBit Ethernetsignals am Ein- und Ausgang der Übertragungsstrecke

Wie zu erkennen ist, werden die Signale zwar gedämpft, aber nahezu unverzerrt übertragen. Im Diagramm ist zusätzlich der Nulldurchgang des Eingangssignals und der korrespondierende Nulldurchgang des Ausgangssignals markiert. Die zeitliche Differenz zwischen beiden Durchgängen beträgt  $\Delta t = -16\text{ ns} - (-154,1\text{ ns}) = 138,1\text{ ns}$  und entspricht damit genau dem Wert der gemessenen Gruppenlaufzeit in Bild 4.10 auf Seite 64 und näherungsweise dem in Gleichung 2.17 auf Seite 23 berechneten Wert von 120,18 ns.

## 4.4.2 Augendiagramm

Um die Qualität der Übertragungsstecke zu beurteilen, lässt man auf einem Speicheroszilloskop viele Zeitsignale mit definiertem Triggerpegel übereinander ausgeben. Das daraus entstehende Bild besitzt die Form eines Auges und wird daher »Augen Diagramm« genannt. Allgemein kann gesagt werden, dass die Qualität des gemessenen Signals umso besser ist, je weiter das Auge vertikal und horizontal geöffnet ist. Die vertikale Öffnung gibt Auskunft über die Dämpfungsverzerrungen, während die horizontale Öffnung über die Gruppenlaufzeitunterschiede Aufschluss gibt. Das Augendiagramm des Eingangssignals ist in Bild 4.14 dargestellt. Am Ausgang des Zirkulators am anderen Ende der Übertragungsstrecke ergibt sich dann das Augendiagramm aus Bild 4.15.



Abbildung 4.14: Augendiagramm eines 10 MBit Ethernetsignals am Eingang des Zirkulators

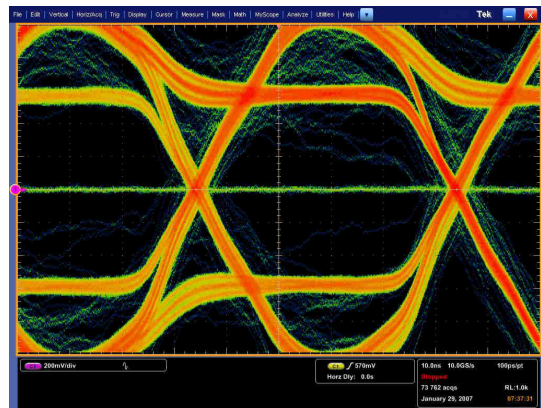


Abbildung 4.15: Augendiagramm eines 10 MBit Ethernetsignals am Ausgang des Zirkulators

Die Farbskala der Kurve reicht von blau bis rot. Je weiter die Farbe zum rot tendiert, umso öfter verlaufen die zusammen dargestellten Kurven übereinander. Die Farbe ist also ein Maß für die Häufigkeit. Wie man beim Augendiagramm des Eingangssignales erkennen kann, existieren kaum Dämpfungsverzerrungen oder Laufzeitunterschiede. Sowohl die vertikale als auch die horizontale Öffnung ist maximal.

Betrachtet man das korrespondierende Ausgangssignal in Bild 4.15, so stellt man eine Verbreiterung der Linien fest. Außerdem sind leichte Amplitudenschwankungen erkennbar, die sich als dünne blau grüne Linien vor allem im oberen Teil des Auges zeigen. Die Ursache für diese Verbreiterung ist vor allem die Übertragungsstrecke selbst, die das zu übertragende Signal durch Rauschen stört. Man kann jedoch annehmen, dass die Öffnungen des Auges groß genug sind, um eine fehlerfreie Datenübertragung zu gewährleisten.

# 5 Zusammenfassung der Ergebnisse

Ziel dieser Diplomarbeit ist es, eine Übertragungsstrecke zu entwickeln, die voll duplex Ethernetsignale parallel zu Hochfrequenzsignalen über ein Koaxialkabel vom Antenna Tile zum Backend überträgt.

## **Probleme**

Die größten Probleme lagen in der Anpassung an die  $75 \Omega$  Wellenwiderstand des Kabels. Da keine Messgeräte mit einem  $75 \Omega$  Innenwiderstand verfügbar waren, konnten auch keine direkten Messungen auf der Koaxialkabel Seite gemacht werden. Aus diesem Grund ist der Anpassungsfehler der normalen, bis 1 GHz spezifizierten, F-Stecker sehr lange Zeit unbemerkt geblieben. Simulations- und Messergebnis wichen daher drastisch und scheinbar ohne erklär-baren Grund voneinander ab. Erst als die Fehlerursache gefunden war und bessere F-Stecker verwendet wurden, stellte sich der gewünschte Erfolg ein.

## **digitale Strecke**

Die Signale, die auf das Koaxialkabel gemultiplext werden, müssen am Ein- und Ausgang der Strecke wieder getrennt werden. Dies wurde im Design des Multiplexers erreicht, indem aus diskreten Elementen aufgebaute Filter eingesetzt wurden. Die dadurch erreichte Isolation zwischen analogem und digitalem Kanal ist ausreichend, sollte aber noch mit einem Tiefpassfilter höherer Ordnung verbessert werden.

Die hin- und rücklaufenden digitalen Signale werden so wie beabsichtigt durch den aktiven Zirkulator getrennt. Aufgrund des Augendiagramms lässt sich schließen, dass ein 10MBit Ethernetsignal problemlos über die Strecke übertragen werden kann. Eine Möglichkeit zur Verbesserung stellt hier zweifellos das Verwenden eines Operationsverstärkers mit höherer Grenzfrequenz dar. Dieser kann dann zusätzlich als aktiver Filter direkt am Eingang des Zirkulators verwendet werden. Dadurch würden dann praktisch keine Reflexionen höherer Frequenzen an dem Tiefpass des Multiplexers auftreten.

### **analoge Strecke**

Die analoge Hochfrequenz ist besser als 15 dB über das gesamte HF-Band angepasst. Laut Spezifikation sind bereits 12 dB ausreichend, so dass die hier gestellten Erwartungen übertroffen wurden.

### **Gleichspannung**

Die Gleichspannung, die zur Versorgung der Antenna Tiles dient, sollte ebenfalls über das Koaxialkabel übertragen werden. Dazu wurden hochstromfähige Induktivitäten verwendet, die den Gleichstrom auf der Multiplexer Platine einkoppelten. Die momentane Reihenschaltung aus zwei Induktivitätswerten beinhaltet eine bedrahtete VHF Drossel. In einer zukünftigen Version könnte diese durch einen vergleichbaren SMD Typ ersetzt werden.

### **Fazit**

Abschließend kann gesagt werden, dass alle gestellten Anforderungen erfüllt sind. Sowohl der digitale, als auch der analoge Link arbeiten korrekt.

# A Berechnungen

## Übertragungsfunktionen nichtinvertierender Verstärker

### Voltage Feedback Operationsverstärker

Herleitung der Übertragungsfunktion eines Voltage Feedback Operationsverstärkers als nichtinvertierender Verstärker verschaltet (Brandenburg 1998) (siehe Kapitel 2.3.3.2 auf Seite 24).

$$\begin{aligned}I_{R_g} &= I_{R_f} \\ \frac{V_{in} - V_D}{R_g} &= \frac{V_o - (V_{in} - V_D)}{R_f} \\ V_D &= \frac{V_o}{A(s)} = V_1 - V_2 \\ R_f \left( V_{in} - \frac{V_o}{A(s)} \right) &= R_g \left( V_o - V_{in} + \frac{V_o}{A(s)} \right) \\ R_f V_{in} - \frac{V_o R_f}{A(s)} &= R_g V_o - R_g V_{in} + \frac{R_g V_o}{A(s)} \\ R_f V_{in} + R_g V_{in} &= R_g V_o + \frac{V_o R_f}{A(s)} + \frac{R_g V_o}{A(s)} \\ V_{in} (R_f + R_g) &= V_o \left( R_g + \frac{R_f}{A(s)} + \frac{R_g}{A(s)} \right) \\ V_o &= V_{in} \frac{R_f + R_g}{R_g + \frac{R_f}{A(s)} + \frac{R_g}{A(s)}} \\ V_o &= V_{in} \frac{R_f + R_g}{R_g \left( 1 + \frac{R_f}{R_g A(s)} + \frac{1}{A(s)} \right)} \\ V_o &= V_{in} \frac{R_f + R_g}{R_g \left( 1 + \frac{R_f}{R_g A(s)} + \frac{R_g}{R_g A(s)} \right)} \\ V_o &= V_{in} \frac{R_f + R_g}{R_g} \frac{1}{\left( 1 + \frac{R_f + R_g}{R_g} \frac{1}{A(s)} \right)} \\ G &= 1 + \frac{R_f}{R_g} = \frac{R_f + R_g}{R_g}\end{aligned}$$



$$V_o = V_{in} \left( \frac{G}{1 + \frac{G}{A(s)}} \right) \quad (\text{A.1})$$

## Current Feedback Operationsverstärker

Herleitung der Übertragungsfunktion eines Current Feedback Operationsverstärkers als nichtinvertierender Verstärker verschaltet (Brandenburg 1998) (siehe Kapitel 2.3.3.2 auf Seite 24).

$$\begin{aligned}
 I_{error} &= \frac{V_{in} - V_o}{R_f} + \frac{V_{in}}{R_g} \\
 V_o &= Z(s)I_{error} \\
 \frac{V_o}{Z(s)} &= \frac{V_{in} - V_o}{R_f} + \frac{V_{in}}{R_g} \\
 \frac{V_o}{Z(s)} &= \frac{(V_{in} - V_o)R_g}{R_f R_g} + \frac{V_{in}R_f}{R_f R_g} \\
 \frac{V_o}{Z(s)} &= \frac{(V_{in} - V_o)R_g + V_{in}R_f}{R_f R_g} \\
 V_o R_f R_g &= Z(s)R_g(V_{in} - V_o) + V_{in}R_f Z(s) \\
 V_o R_f R_g &= Z(s)R_g V_{in} - Z(s)R_g V_o + V_{in}R_f Z(s) \\
 V_o(R_f R_g + Z(s)R_g) &= V_{in}(Z(s)R_g + R_f Z(s)) \\
 V_o &= V_{in} \frac{Z(s)R_g + Z(s)R_f}{R_f R_g + Z(s)R_g} \\
 V_o &= V_{in} \frac{Z(s)(R_g + R_f)}{Z(s) \left( \frac{R_f R_g}{Z(s)} + R_g \right)} \\
 V_o &= V_{in} \frac{R_g + R_f}{R_g} \frac{1}{\frac{R_f}{Z(s)} + 1} \\
 G &= 1 + \frac{R_f}{R_g} = \frac{R_f + R_g}{R_g} \\
 V_o &= V_{in} \frac{G}{1 + \frac{R_f}{Z(s)}} \quad (\text{A.2})
 \end{aligned}$$

## Resonanzfrequenz des $22\mu F$ Kondensators

Der in Bild 2.19 auf Seite 29 ausgemessene Kondensator besitzt eine Kapazität von  $100\mu F$ . Die Resonanzfrequenz beträgt ca 200 kHz. Ein Kondensator kann als Serienschwingkreis betrachtet werden, dessen Resonanzfrequenz sich mit

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C}} \quad (A.3)$$

bestimmen lässt. Nach umstellen von Gleichung A.3 ergibt sich dann eine Induktivität der Anschlussleitungen von

$$L_S = \frac{1}{C * (2\pi f_{res})^2} = 6,33nH \quad (A.4)$$

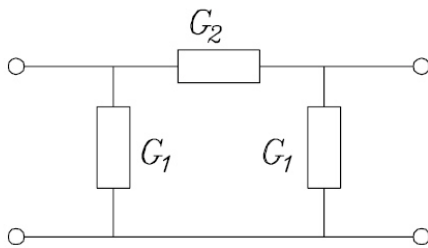
Um die Resonanzfrequenz des verwendeten  $22\mu F$  Kondensators zu bestimmen wird wieder Gleichung A.3 verwendet. Mit dem ermittelten Induktivitätswert von 6,33 nH ergibt sich eine Resonanzfrequenz von 426,488 kHz. Dabei muss jedoch berücksichtigt werden, dass die Induktivität vorrangig von den Anschlüssen und damit von der Größe des Bauteils abhängt. Die Bauform E des  $100\mu F$  Kondensators besitzt jedoch die gleiche Länge wie die Bauform D des  $22\mu F$  Kondensators. Daher kann davon ausgegangen werden, dass der Wert annähernd gleich ist.

## Berechnung des Dämpfungsgliedes

Gegebene Größen:

- Die Dämpfung per Definition beträgt 3dB
- Eingangsimpedanz  
 $Z_E = 50 \Omega$
- Ausgangsimpedanz  
 $Z_L = 50 \Omega$

$$\begin{aligned} \frac{P_L}{dB} - \frac{P_E}{dB} &= \frac{A_T}{dB} \\ \frac{P_L}{dB} - \frac{P_E}{dB} &= -3dB \\ \frac{A_T}{dB} &= -10 \log_{10} \left( \frac{1}{G} \right) \\ \frac{1}{G} &= 10 \exp \left( \frac{-A_T}{10} \right) \\ \frac{1}{G} &= 2 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \frac{G_1}{Y_0} &= \frac{1-t}{1+t} \\ \frac{G_2}{Y_0} &= \frac{2t}{1-t^2} \\ t &= \sqrt{G} \end{aligned}$$

Abbildung A.1: Prinzipschaltung des PI-Dämpfungsgliedes (Gaertner 2001)

$$\begin{aligned} \frac{G_1}{Y_0} &= \frac{1-t}{1+t} \\ G_1 &= \frac{1 - \sqrt{\frac{1}{2}}}{1 + \sqrt{\frac{1}{2}}} 0,02 \text{ S} \\ G_1 &= 3,34 * 10^{-3} \text{ S} \\ R_1 &= \frac{1}{G_1} \\ R_1 &= 291,42 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{G_2}{Y_0} &= \frac{2t}{1-t^2} \\ G_2 &= \frac{2\sqrt{\frac{1}{2}}}{1 - \frac{1}{2}} 0,02 \text{ S} \\ G_2 &= 2\sqrt{2} * 0,02 \text{ S} \\ G_2 &= 0,0565 \text{ S} \\ R_2 &= \frac{1}{G_2} \\ R_2 &= 17,677 \Omega \end{aligned}$$

## Berechnungen zur Leitungstransformation

### Allgemeine Beziehungen

Der Lastreflektionsfaktor berechnet sich ganz allgemein nach folgender Gleichung:

$$\Gamma_L = \frac{Z - Z_W}{Z + Z_W} \quad (\text{A.5})$$

Die Transformation einer fehlangepassten Last wird beschrieben durch Gleichung A.6

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-2l(\alpha + j\beta)} \quad (\text{A.6})$$

$$\Gamma_E = \Gamma_L (e^{-2l\alpha} e^{-j2l\beta}) \quad (\text{A.7})$$

Dabei entspricht der Exponent  $-2l\beta$  dem Transformationswinkel  $\Psi$ . Bei einer verlustlosen Leitung ist  $\alpha = 0$ . Damit wird der Exponentialterm mit  $\alpha = 1$ ; Ersetzt man nun  $\beta$  durch die Gleichung  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ , ergibt sich die Gleichung A.8

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-j4\pi \frac{l}{\lambda}} \quad (\text{A.8})$$

Im Normalfall wird eine  $\frac{1}{4}\lambda$  Transformation angestrebt. Das bedeutet, dass die Länge der Leitung  $l$  genau ein viertel der Wellenlänge  $\lambda$  ist. Setzt man diese Beziehung in Gleichung A.8 ein, so ergibt sich Gleichung A.9

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-j\pi} \quad (\text{A.9})$$

Dabei entspricht der Exponentialterm genau dem Faktor  $-1$ . Um nun die transformierte Impedanz zu berechnen wird Gleichung A.10 verwendet.

$$Z_E = \frac{1 + \Gamma_E}{1 - \Gamma_E} * Z_W \quad (\text{A.10})$$

#### Verwendete Formelzeichen

$\Gamma_E$ : Eingangsreflektionsfaktor

$\Gamma_L$ : Lastreflektionsfaktor

$\beta$ :  $\frac{2*\pi}{\lambda}$

$l$ : Leitungslänge in Meter

$\lambda$ : Wellenlänge des Signals

$Z$ : Die Impedanz der Last

$Z_W$ : Die Impedanz der an der Last angeschlossenen Strecke; Entspricht normalerweise dem Systemwiderstand  $Z_0$

$\Psi$ : Der Transformationswinkel;  $= -2l\beta$

## Beispiel für Transformation aus Bild A.2

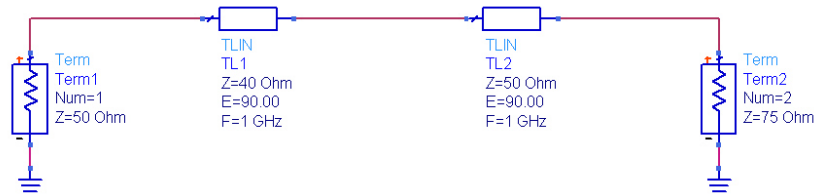


Abbildung A.2: Schaltbild aus zwei  $\frac{1}{4}$  Lambda Leitungstransformatoren

Im Schaltbild steht der linke  $50 \Omega$  Terminator für den Systemwiderstand  $Z_0$  und der rechte Terminator für die Impedanz von  $75 \Omega$  des Koaxialkabels.

$$\Gamma_L = \frac{75 - 50}{75 + 50} = 0,2 \quad (\text{A.11})$$

Nach Gleichung A.9 gilt für eine Leitung der elektrischen Länge  $\frac{1}{4}\lambda$

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-j\pi} = 0,2 * -1 = -0,2 \quad (\text{A.12})$$

In die transformierte Impedanz umgerechnet ergibt sich nach Gleichung A.10

$$Z = \frac{1 - 0,2}{1 + 0,2} * 50\Omega = 33,33\Omega \quad (\text{A.13})$$

Die Impedanz von  $33,33 \Omega$  erscheint also am Eingang von TL2 und ist damit gleichzeitig die Lastimpedanz von TL1. Die oberen drei Umrechnungsschritte werden nun erneut durchgeführt.

$$\Gamma_L = \frac{33,33 - 40}{33,33 + 40} = -0,091 \quad (\text{A.14})$$

$$\Gamma_E = \Gamma_L e^{-j\pi} = -0,091 * -1 = 0,091 \quad (\text{A.15})$$

$$Z = \frac{1 + 0,091}{1 - 0,091} * 40\Omega = 48\Omega \quad (\text{A.16})$$

## Transformation mittels Smith Diagramm

Einfacher können die Transformationen im Smith Diagramm nachvollzogen werden. Dazu werden die auf den Systemwiderstand  $Z_0$  bezogenen Impedanzwerte eingetragen und anschließend die Transformationswege als Kreise konstanter Fehlanpassung eingezeichnet.

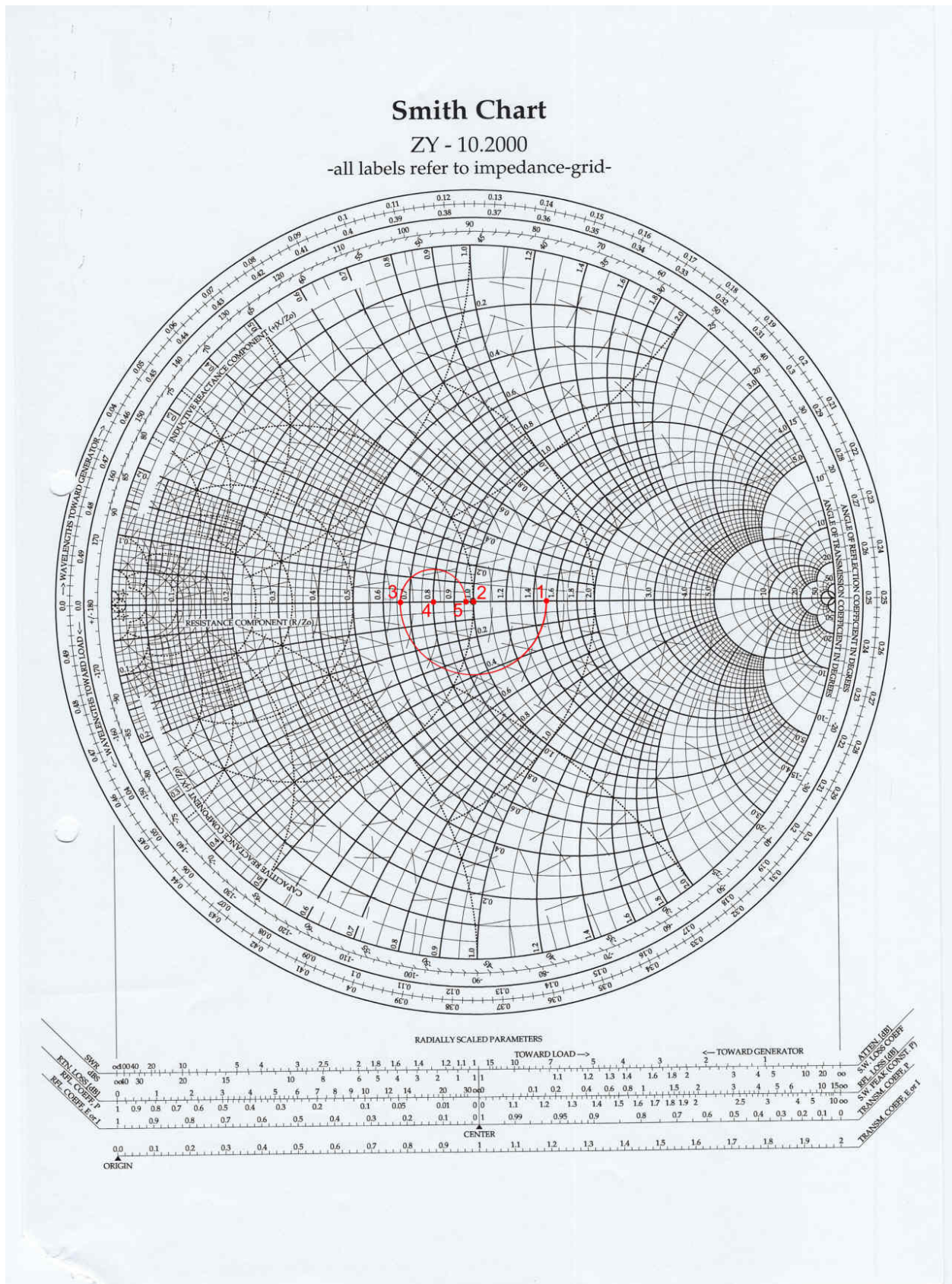


Abbildung A.3: Komplettes Smith Diagramm zur Schaltung aus Bild A.2



# B Schaltpläne

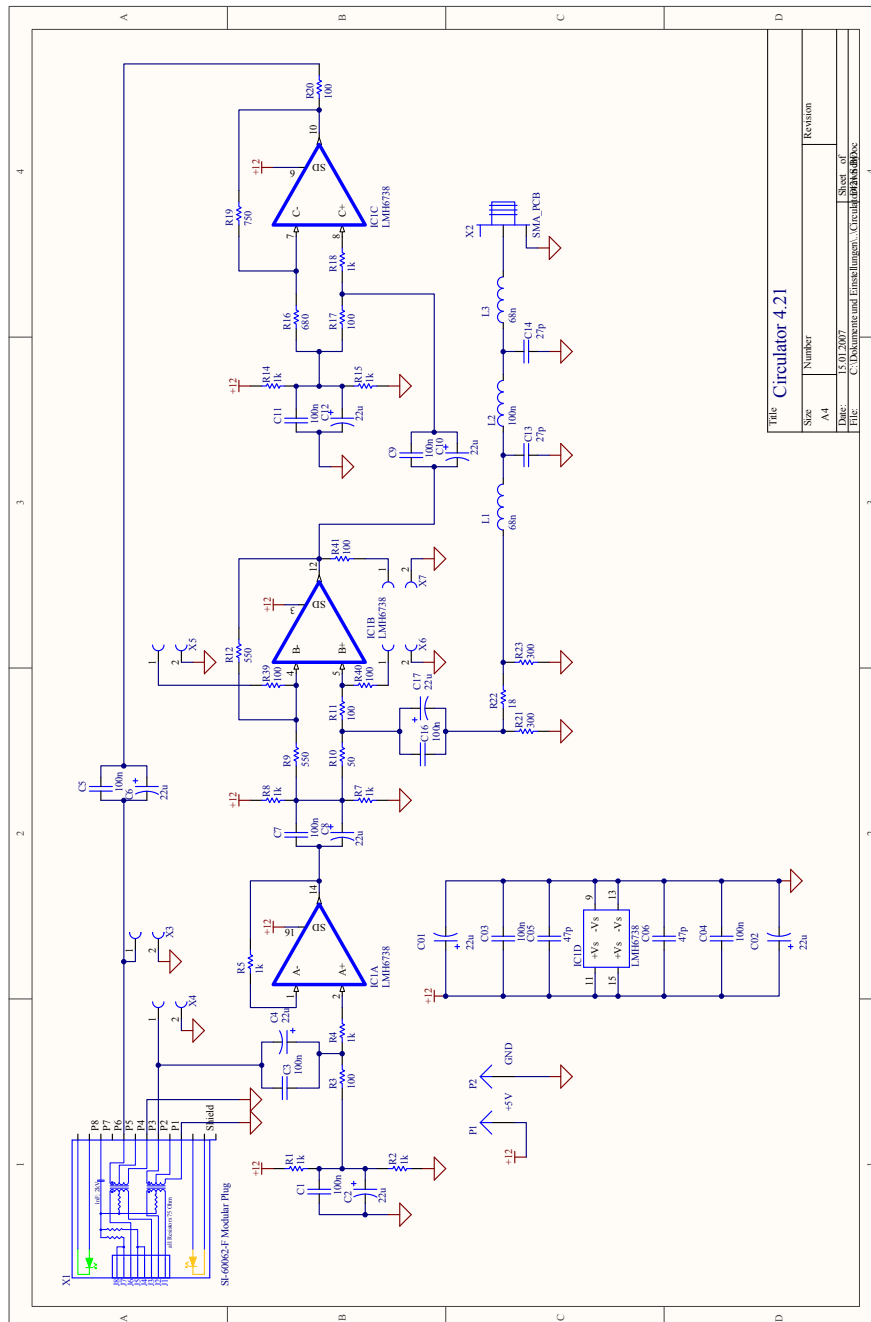


Abbildung B.1: Schaltplan des Zirkulators Version 4.2.1



# Messung der Streuparameter des Multiplexers

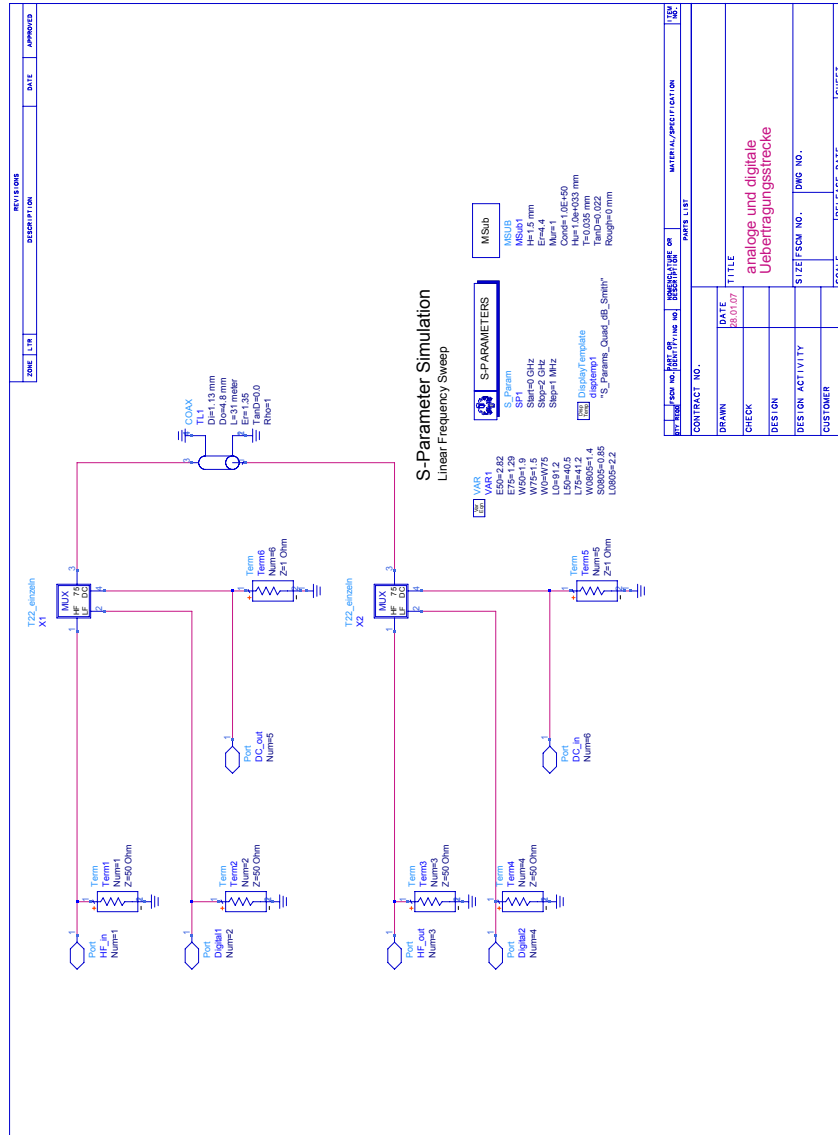


Abbildung B.2: Messanordnung zur Aufnahme der Streuparameter des Multiplexers

# Schaltplan Multiplexer Version 2.2

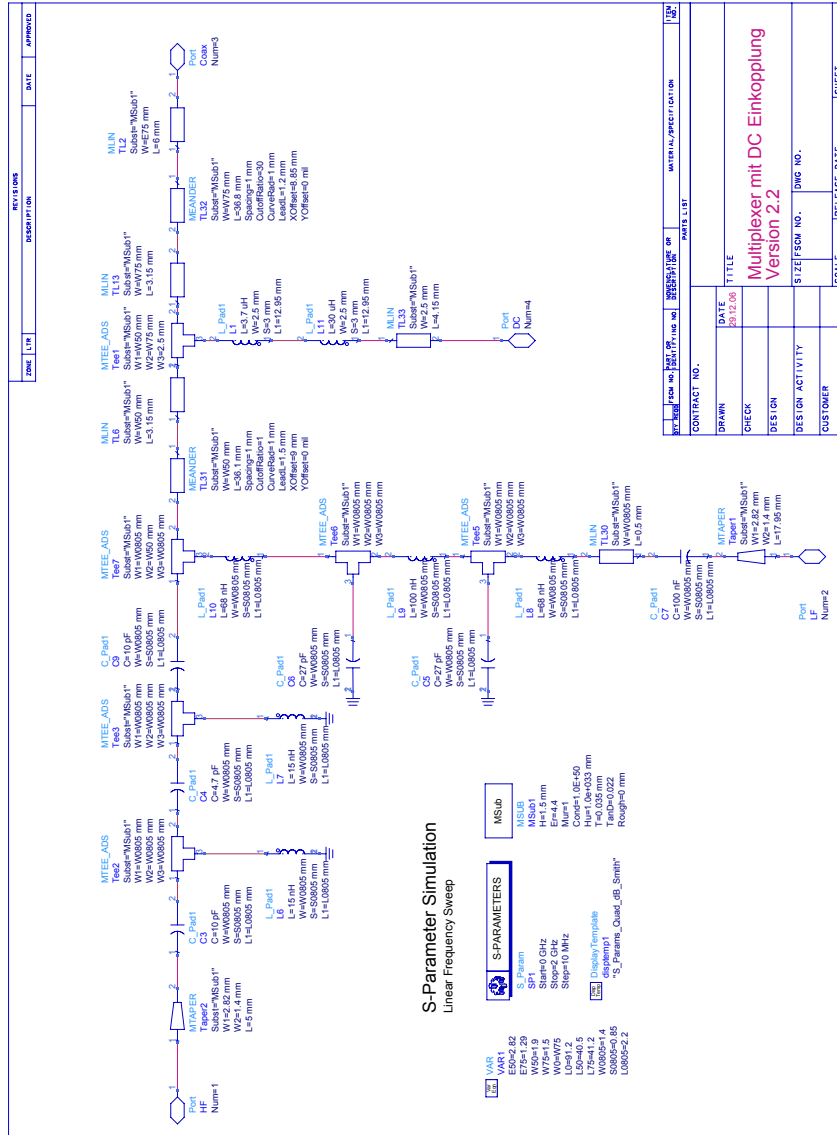


Abbildung B.3: Schaltplan des Multiplexers 2.2

# Schaltplan Hochpassfilter

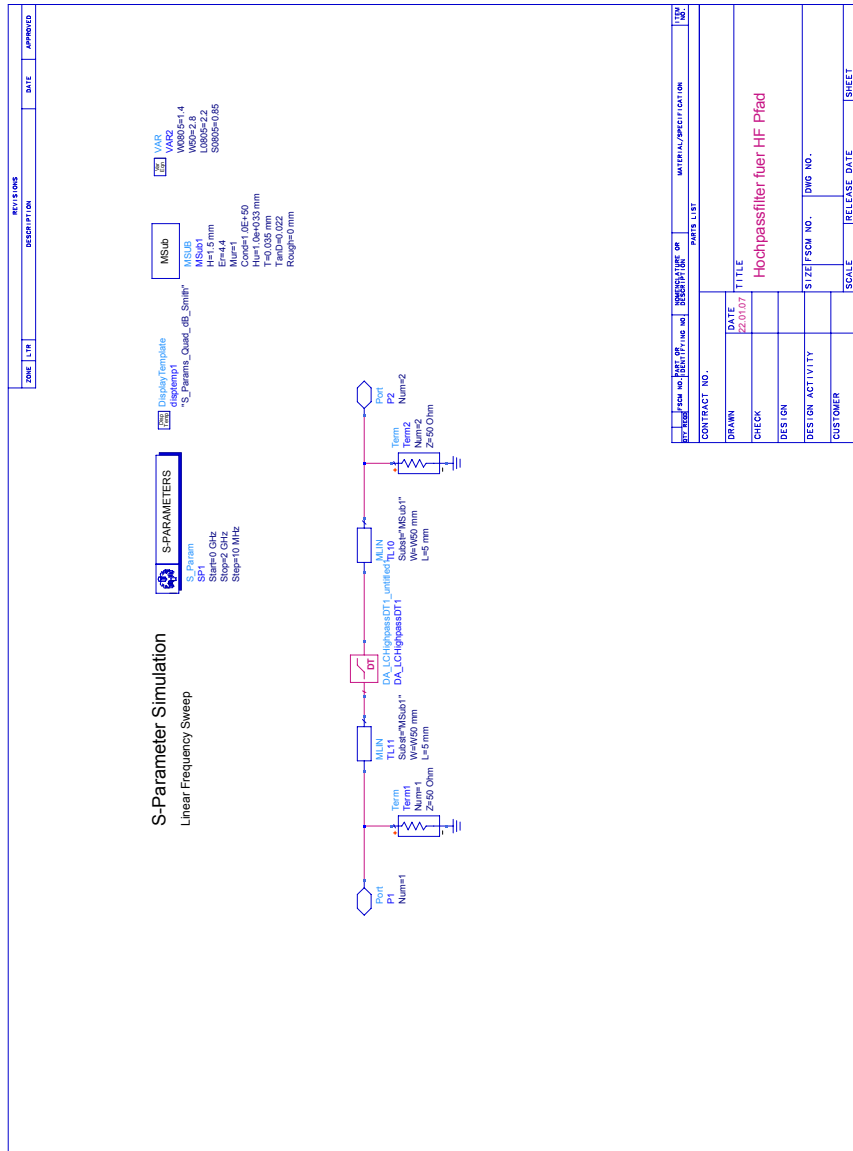


Abbildung B.4: Messanordnung zu Aufnahme der Streuparameter des Hochpassfilters



Abbildung B.5: Schaltplan des Hochpassfilters

# Schaltplan Tiefpassfilter

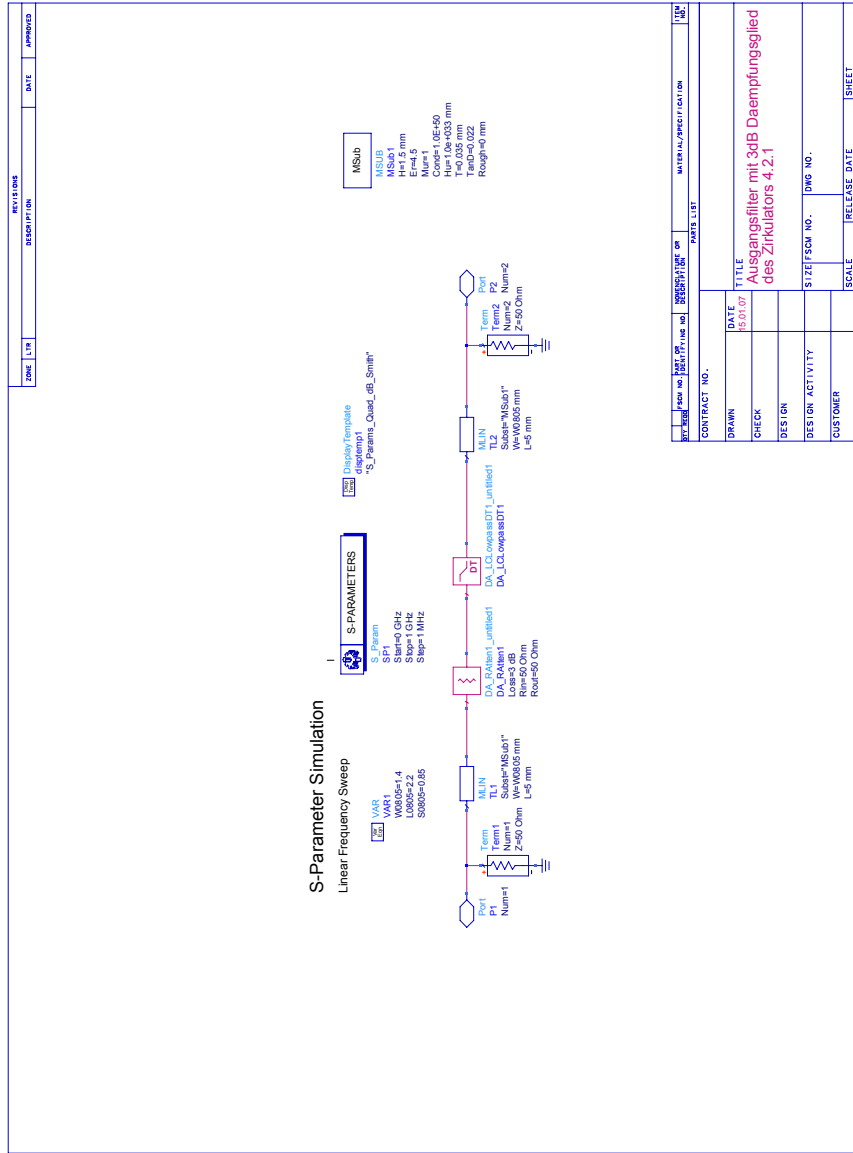
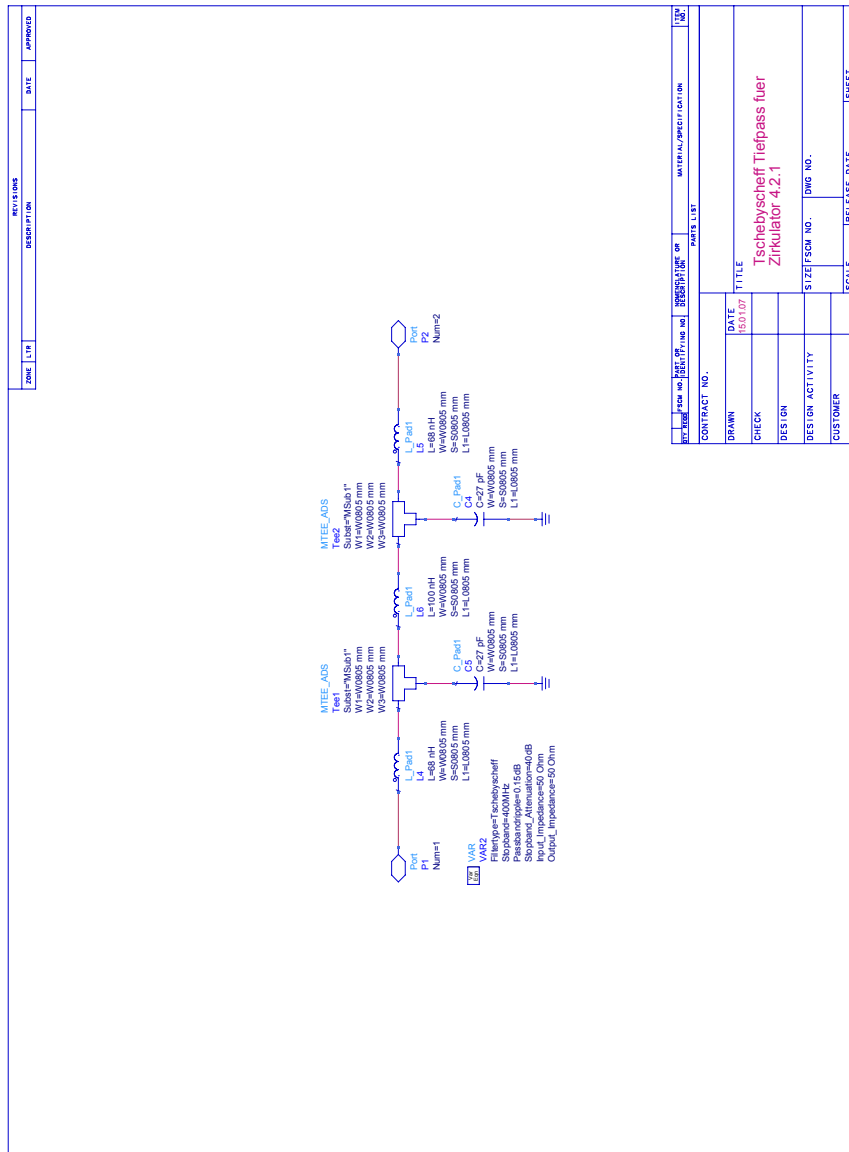
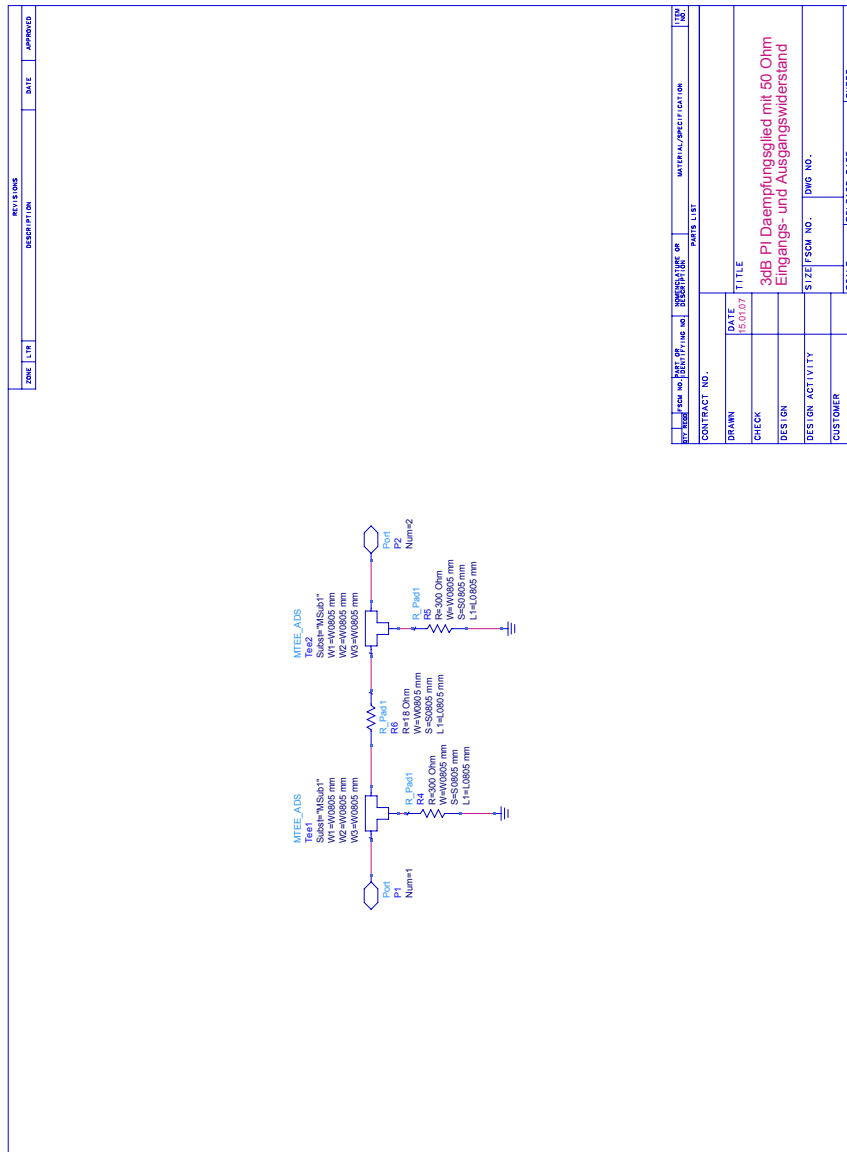


Abbildung B.6: Messanordnung zu Aufnahme der Streuparameter des Tiefpassfilters



FORMATC

Abbildung B.7: Schaltplan des 150 MHz Tiefpassfilters



FORMATC

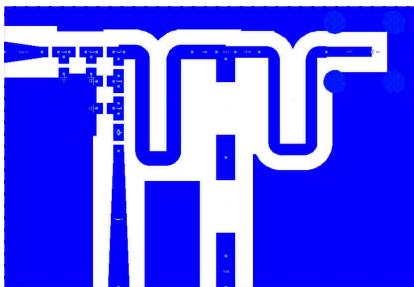
Abbildung B.8: Schaltplan des 3 dB Dämpfungsgliedes





# C Layoutpläne

## Multiplexer Version 2.2



Breite der Platine: 54,50 mm  
Länge der Platine: 37,02 mm

Abbildung C.1: Bauteilseite des Multiplexers Version 2.2. Die Platinenrückseite ist komplett metallisiert.

## Zirkulator Version 4.22

Breite der Platine: 54,99 mm  
Länge der Platine: 43,43 mm

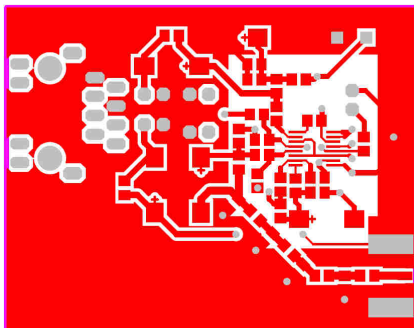


Abbildung C.2: Bauteilseite des Zirkulators 4.2.1

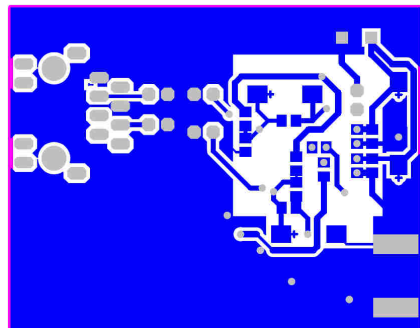


Abbildung C.3: Layoutseite des Zirkulators 4.2.1

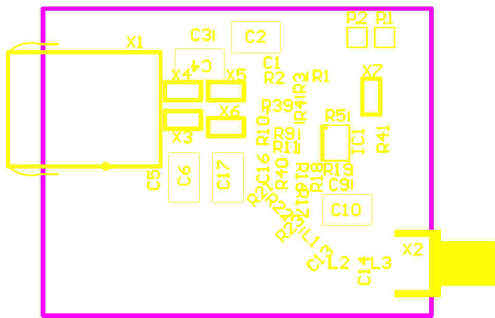


Abbildung C.4: Bestückung der Bauteilseite des Zirkulators 4.2.1

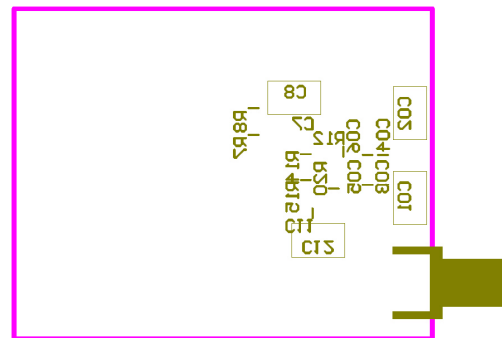


Abbildung C.5: Bestückung der Layoutseite des Zirkulators 4.2.1

## Leitungstransformator Version 1a

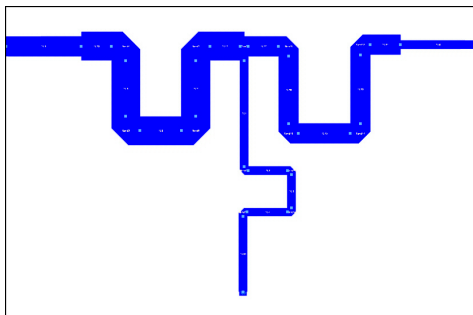


Abbildung C.6: Bauteilseite des Multiplexers Version 1a. Die Platinenrückseite ist komplett metallisiert

Breite der Platine: 62,4 mm  
Länge der Platine: 40,87 mm

## 400 MHz Hochpass Testplatine



Abbildung C.7: Bauteilseite des 400 MHz Hochpassfilters. Die Platinenrückseite ist komplett metallisiert

Breite der Platine: 19,4 mm  
Länge der Platine: 10,35 mm

## 150 MHz Tiefpass Testplatine



Abbildung C.8: Bauteilseite des 150 MHz Tiefpassfilters. Die Platinenrückseite ist komplett metallisiert

Breite der Platine: 24,4 mm

Länge der Platine: 9,49 mm

# D Gehäusepläne

Zeichnungen zum Multiplexer

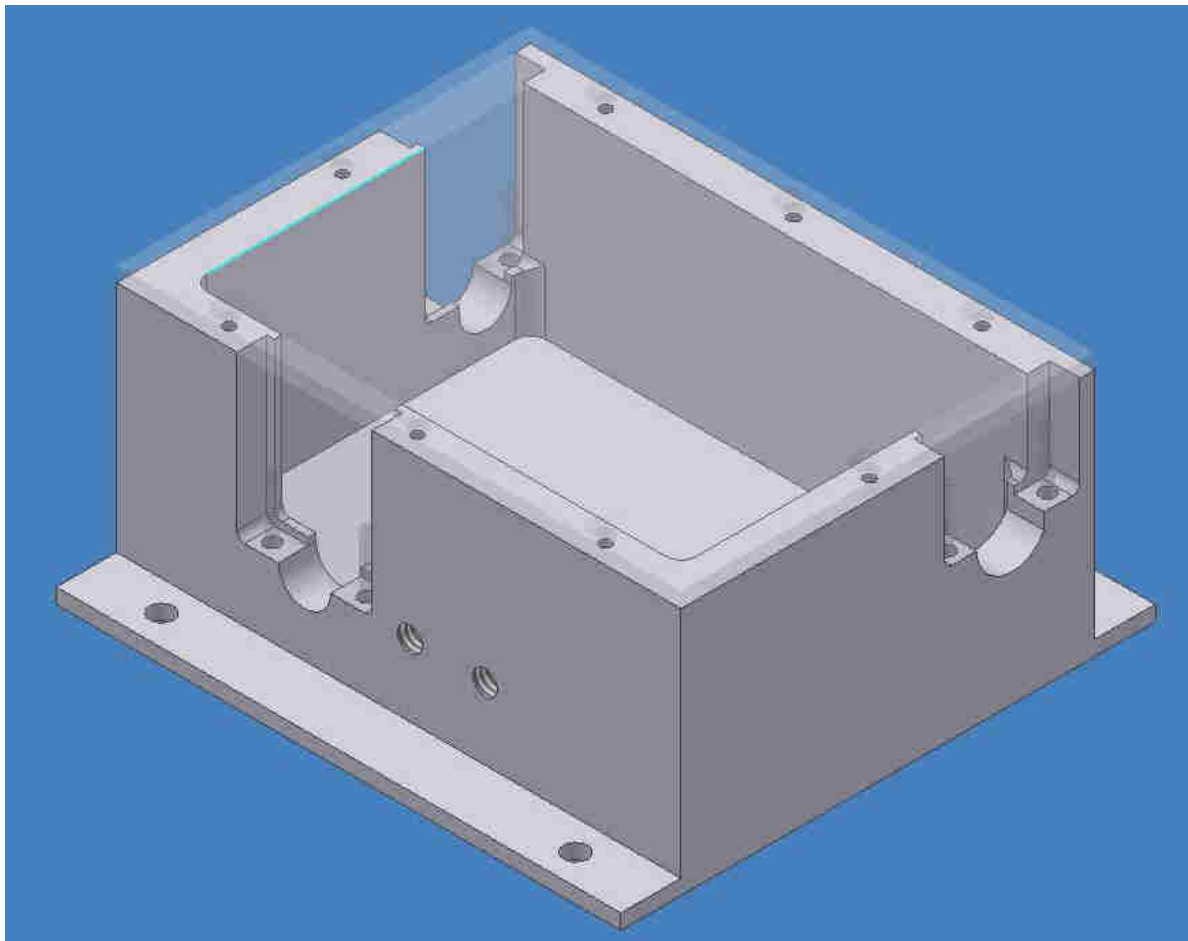


Abbildung D.1: 3D Modell des Multiplexer Gehäuses

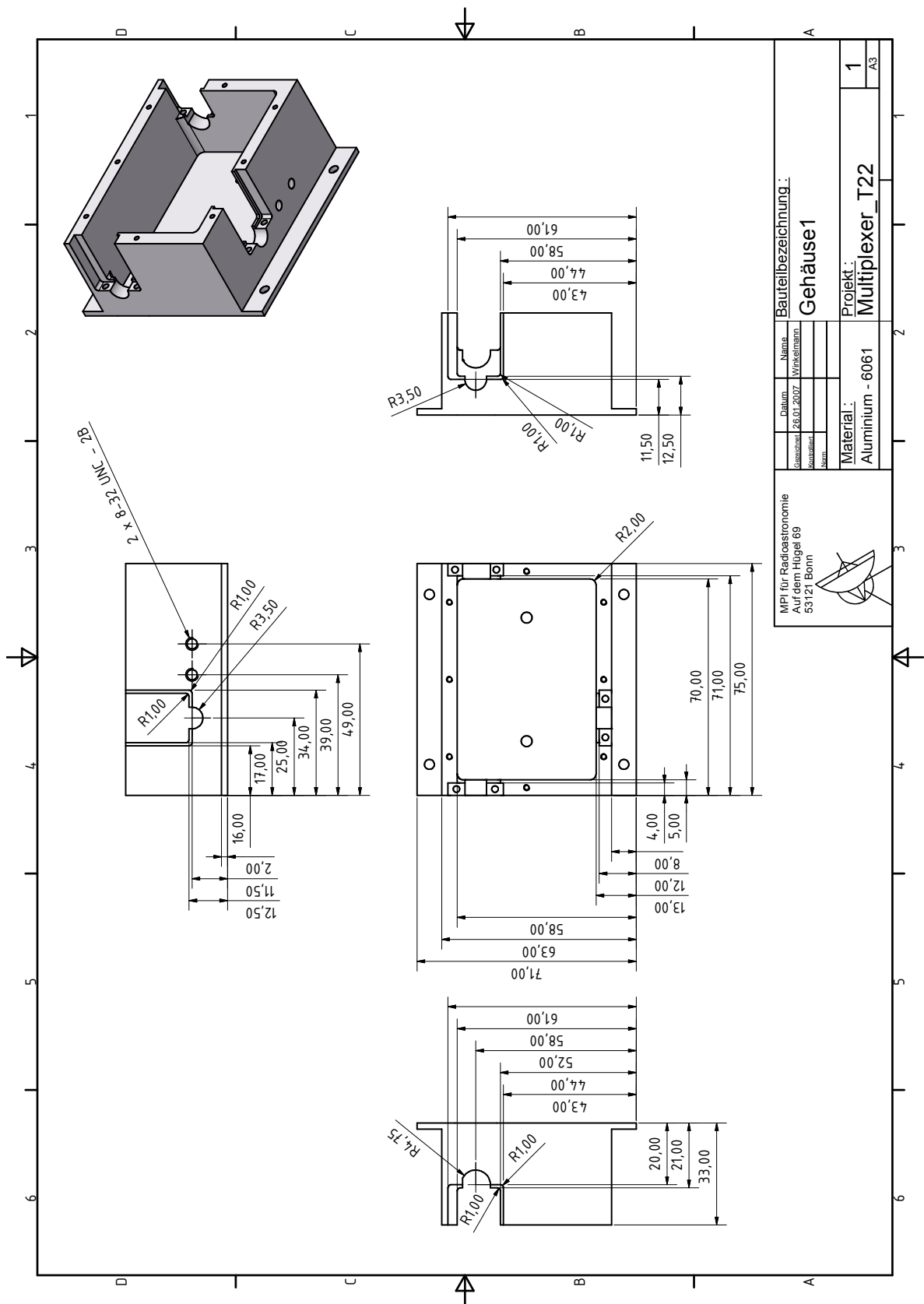


Abbildung D.2: Werkstattzeichnung des Multiplexergehäuses

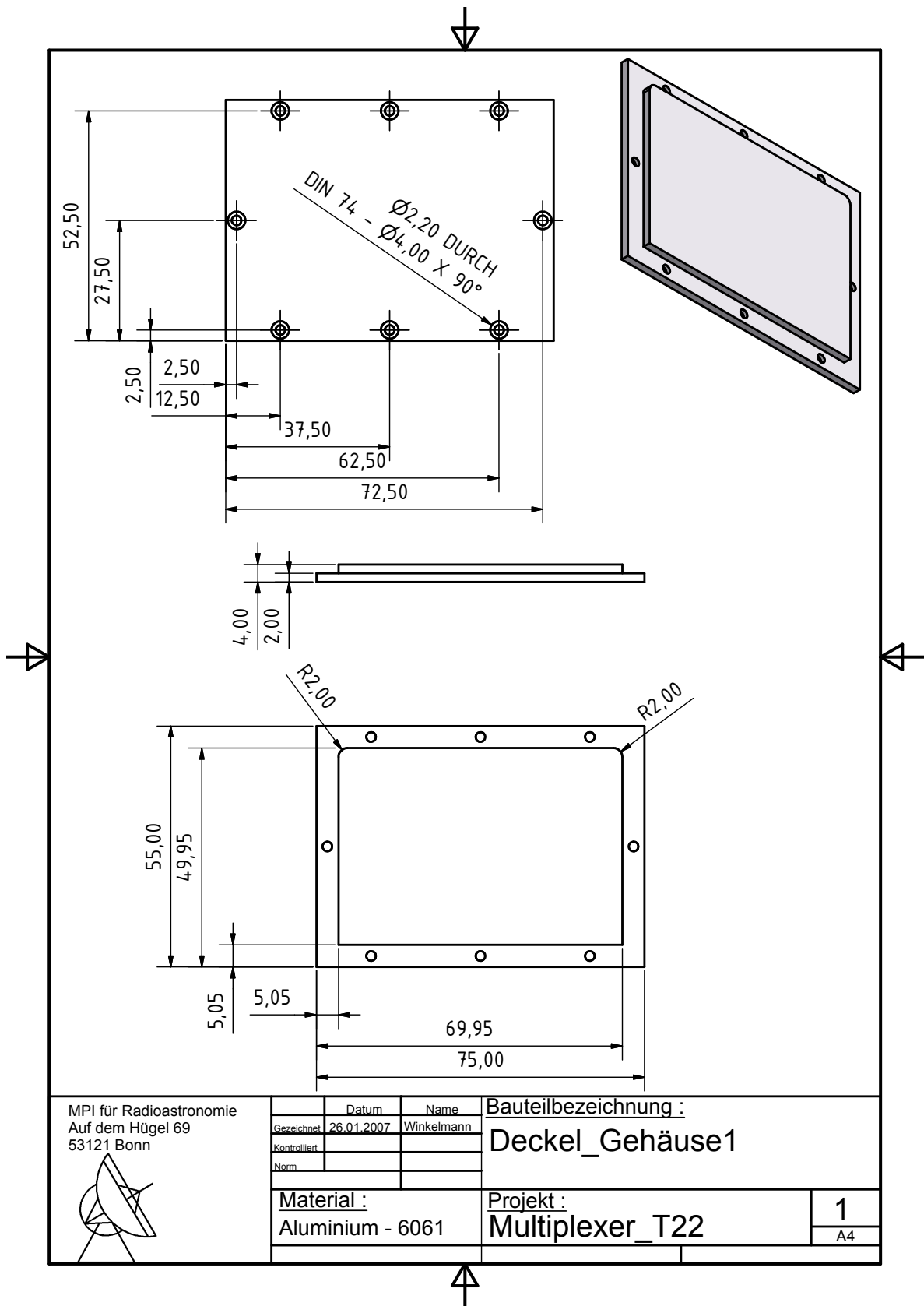


Abbildung D.3: Werkstattzeichnung des Multiplexer Gehäusedeckels

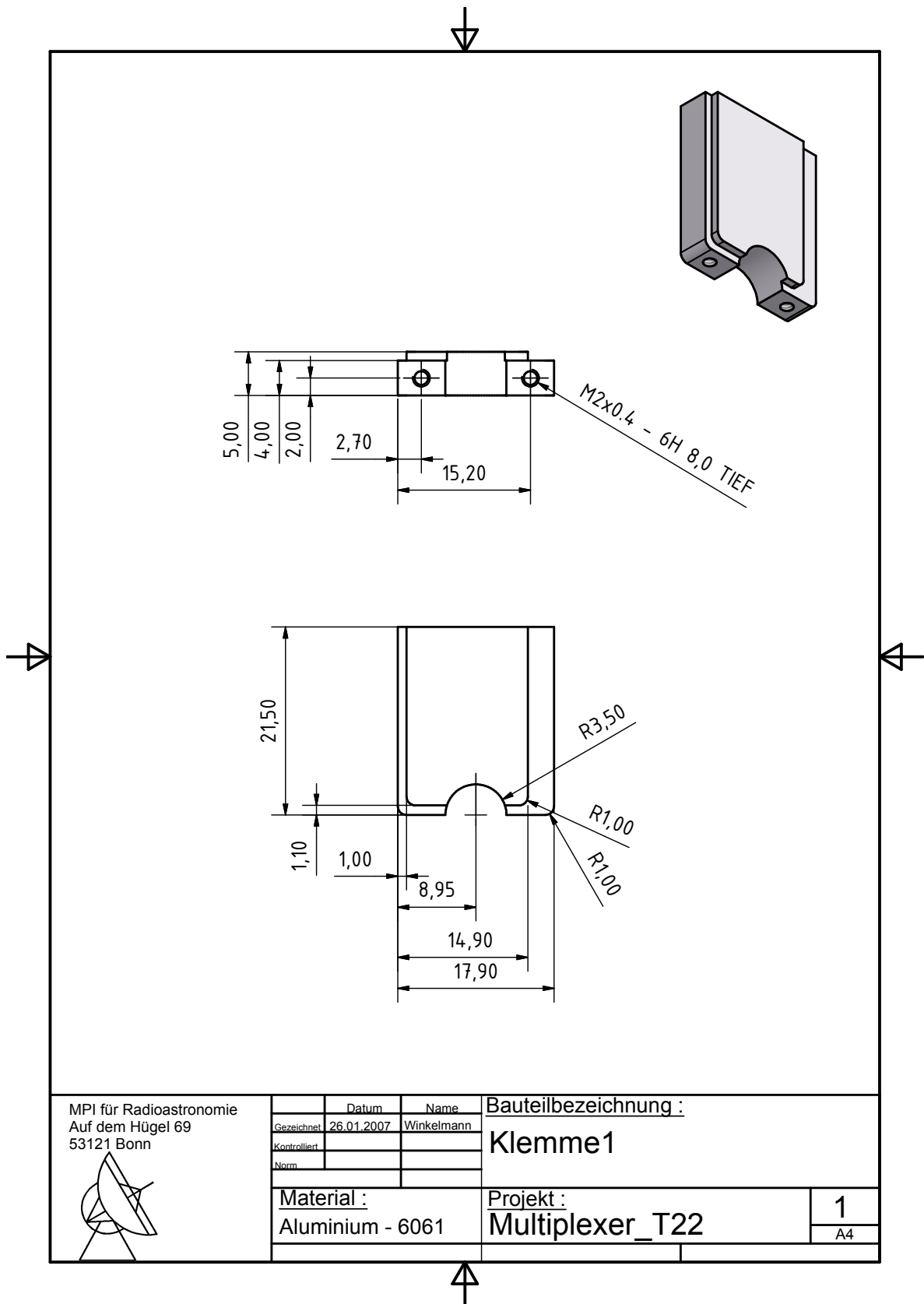


Abbildung D.4: Werkstattzeichnung der Klemme für SMA Eingang des Hochfrequenzsignales

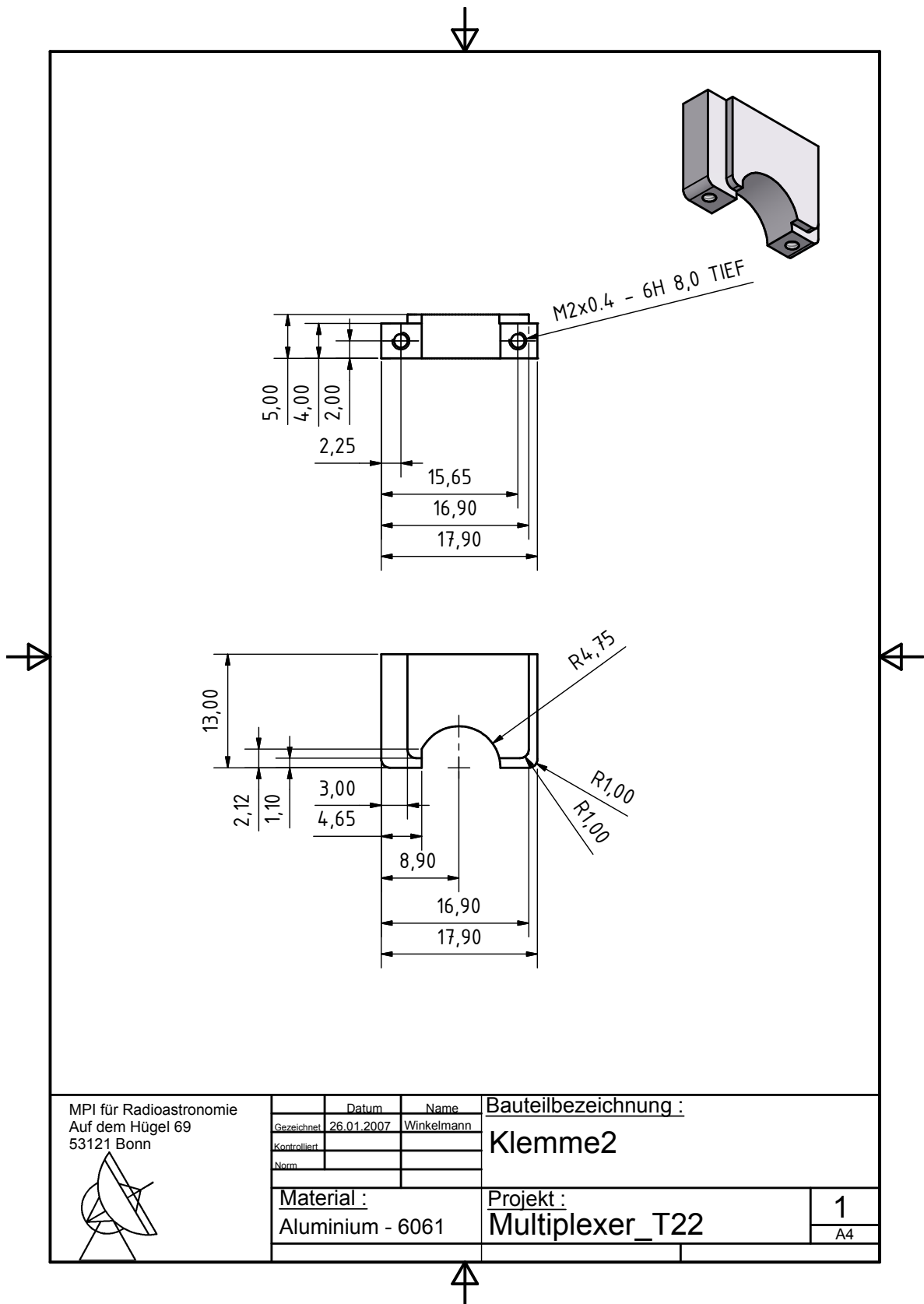


Abbildung D.5: Werkstattzeichnung der Klemme für F-Stecker



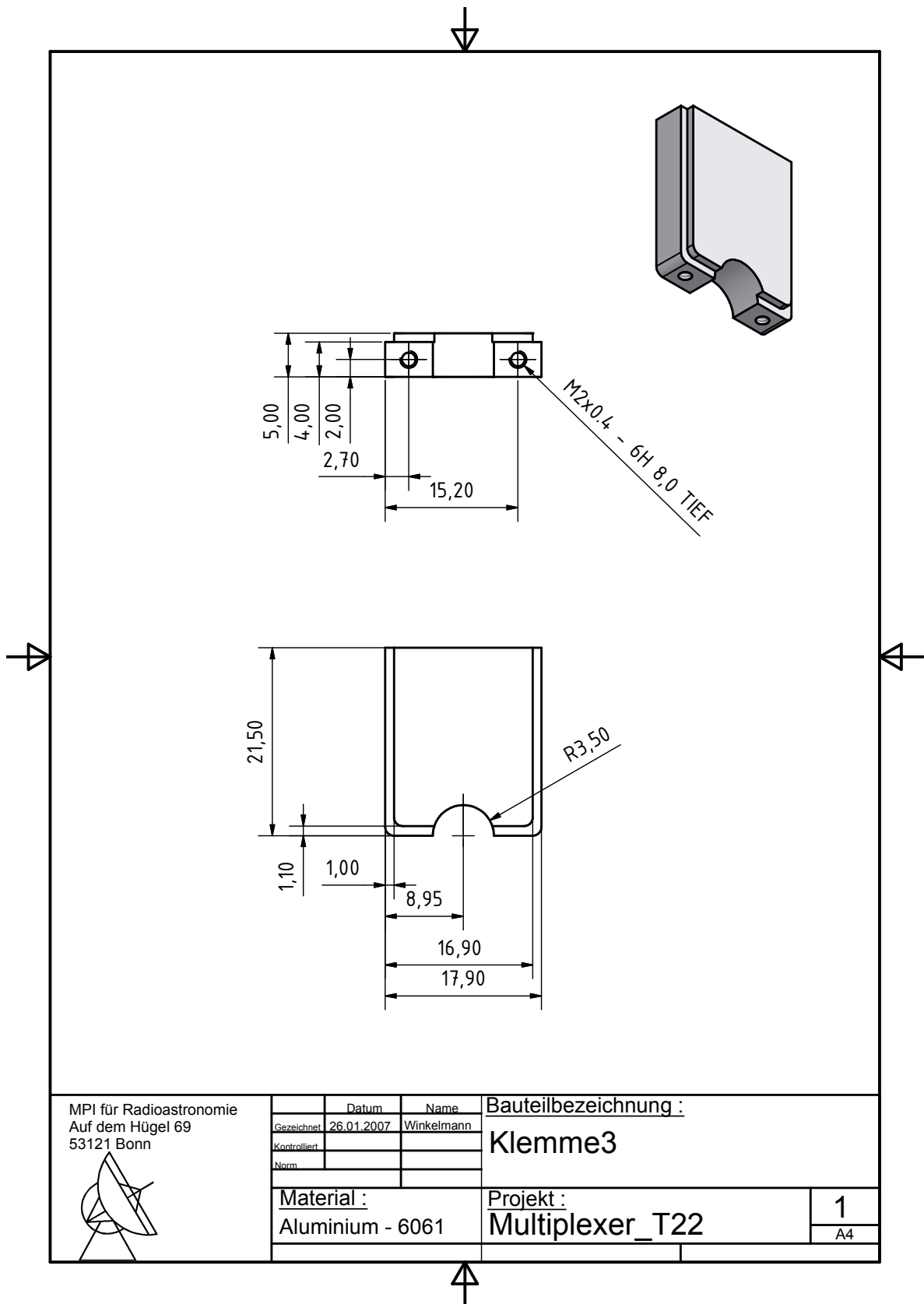


Abbildung D.6: Werkstattzeichnung der Klemme für SMA Eingang des Zirkulatorsignales

## Zeichnungen zum Zirkulator

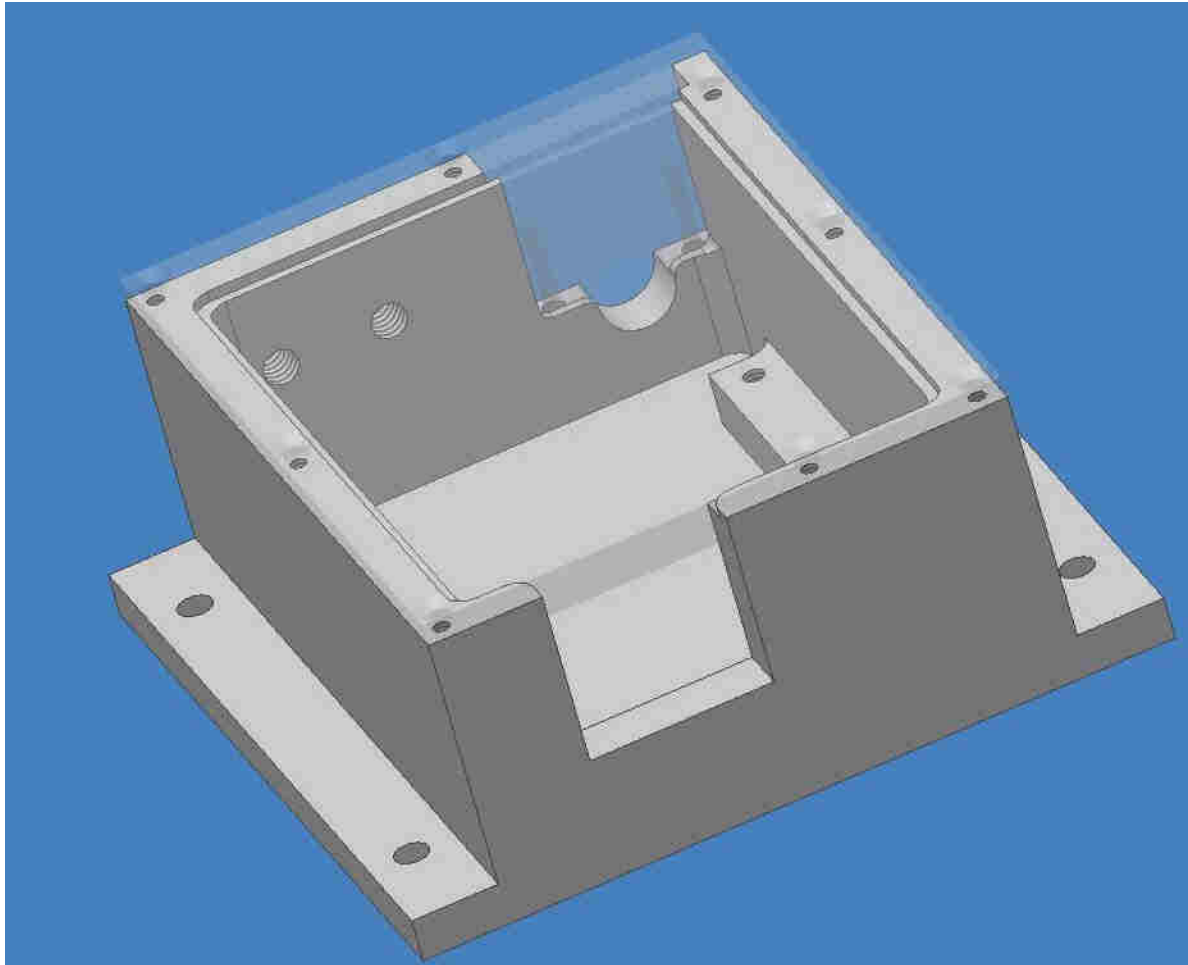


Abbildung D.7: 3D Modell des Zirkulator Gehäuses

# D Gehäusepläne

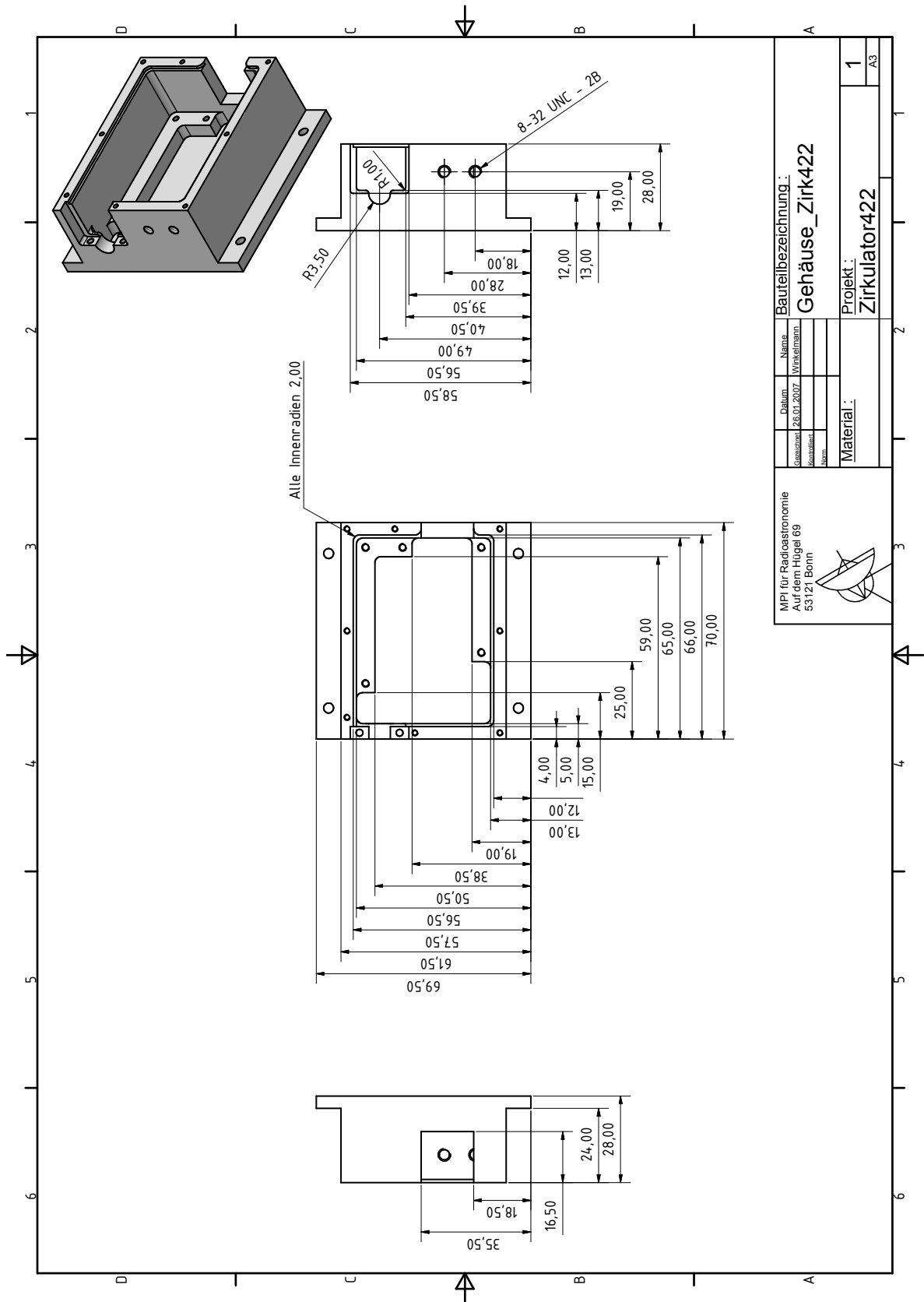


Abbildung D.8: Werkstattzeichnung des Zirkulatorgehäuses

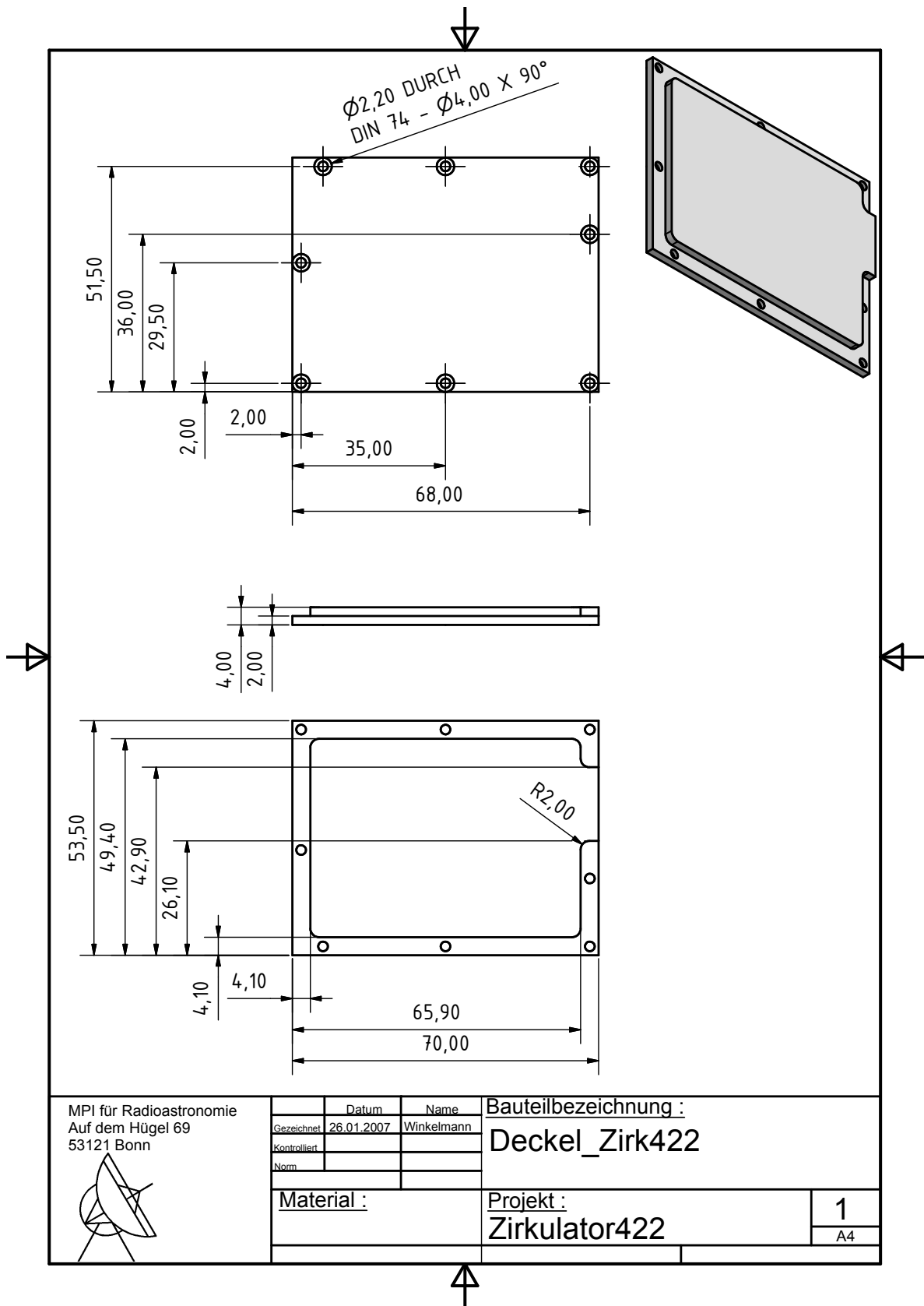


Abbildung D.9: Werkstattzeichnung des Zirkulator Gehäusedeckels

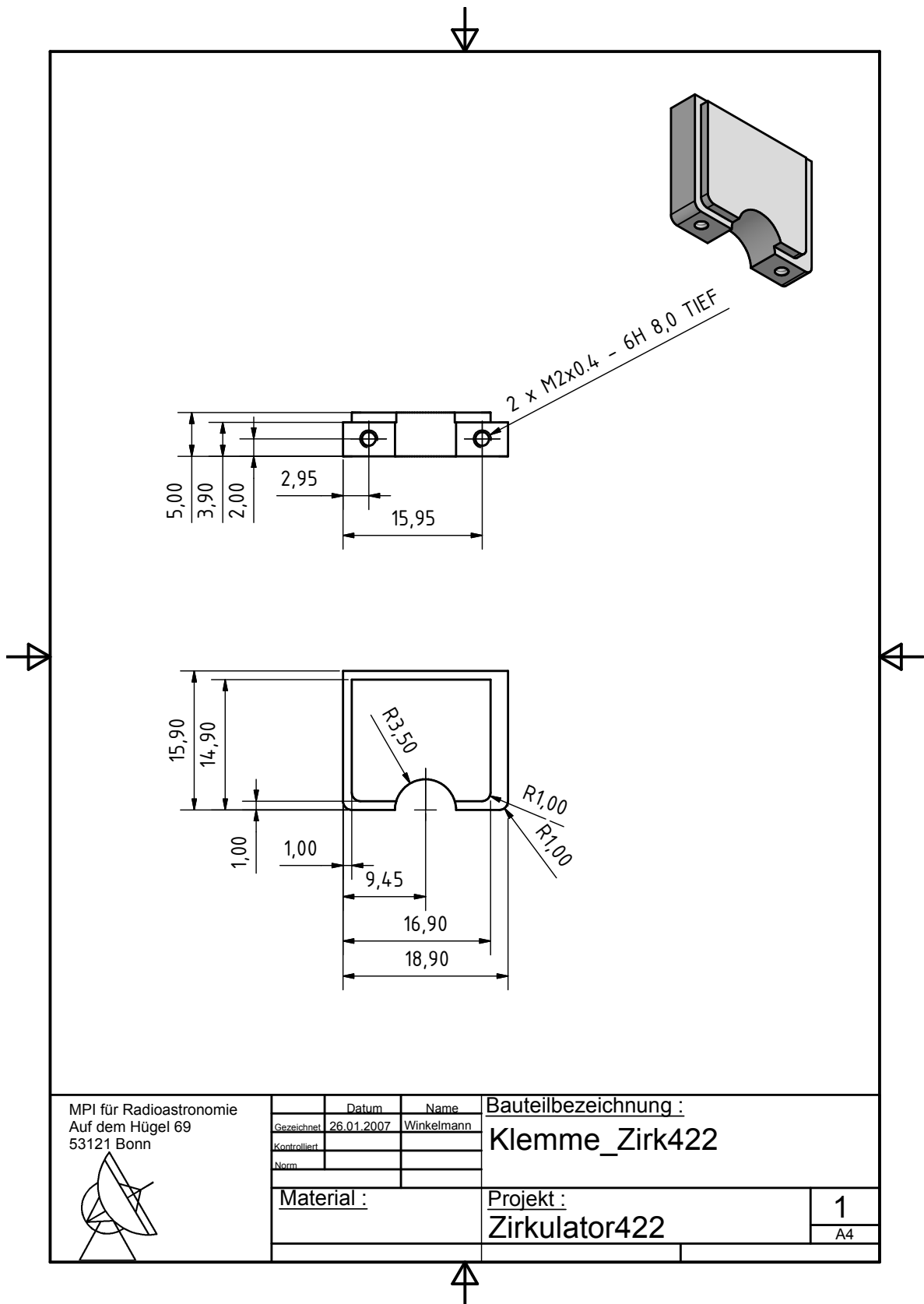


Abbildung D.10: Werkstattzeichnung der Klemme für SMA Ausgang

# E Resistives Anpassglied von $50\Omega$ auf $75\Omega$

Zur Messung der Transmissionsdämpfung von Komponenten mit  $75\Omega$  Wellenwiderstand ist es nötig, die Impedanz an die übliche Messgeräteimpedanz von  $50\Omega$  anzupassen. Im vorliegenden Fall wurde die Anpassung mit Hilfe eines resistiven PI-Dämpfungsgliedes realisiert. Die verwendete Schaltung ist in Bild E.1 abgebildet.

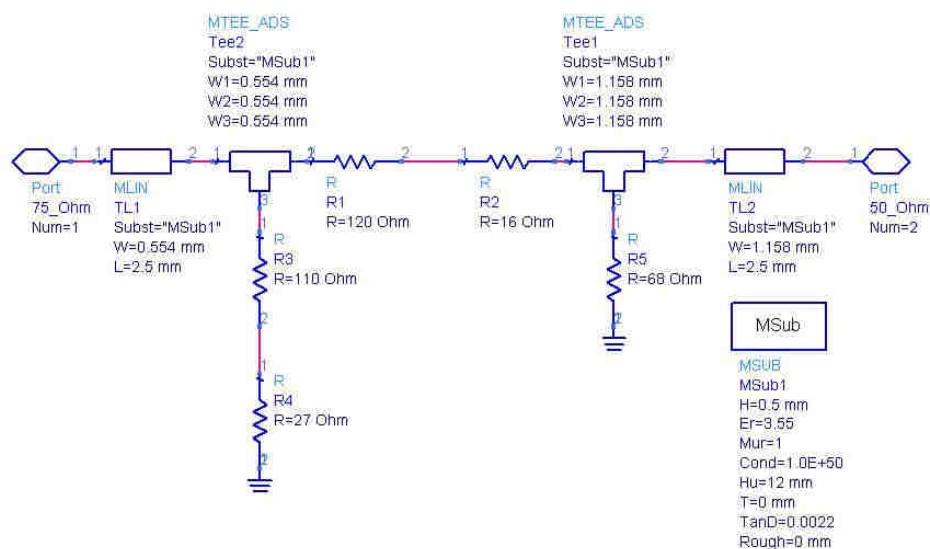


Abbildung E.1: Resistives PI - Anpassglied von 50 Ohm auf 75 Ohm

Die verwendeten Widerstandswerte wurden mit Hilfe von ADS ermittelt. Die Schaltung wurde mit Hilfe des Programmes »Altium Designer 2004« realisiert. Das entstandene Layout ist in den Bildern E.2 bis E.4 zu sehen.

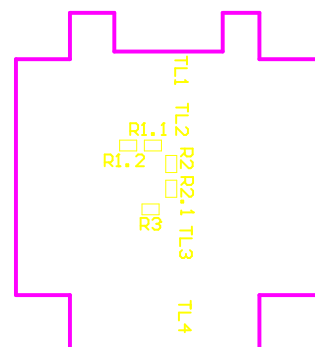
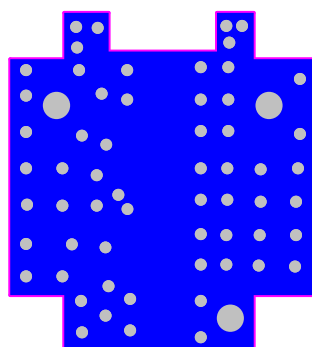
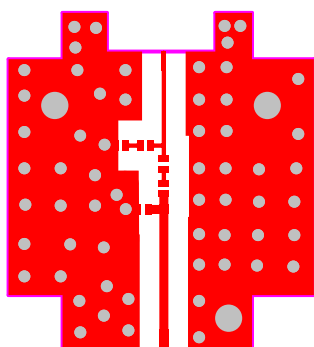


Abbildung E.2: Bauteilseite  
des 75 Ohm  
Anpassgliedes

Abbildung E.3: Layoutseite  
des 75 Ohm  
Anpassgliedes

Abbildung E.4: Bestückungsseite  
des Anpass-  
gliedes

Um gute HF Eigenschaften zu gewährleisten, wurde die Schaltung auf Rogers RO4003 Basismaterial aufgebaut. Das fertig aufgebaute Anpassglied ist in Abbildung E.5 zu sehen. Die gemessene Transmissionsdämpfung aus zwei in Serie geschalteter Anpassglieder zeigt das Bild E.6. Man sieht, dass die Dämpfung mit ca. 27,3 dB bis 2,3 GHz annähernd konstant bleibt. Darüberhinaus weicht die Schaltung stark ab. Sie kann jedoch trotzdem für die Messungen verwendet werden, da nur Frequenzen bis 1,6 GHz für das Projekt relevant sind.

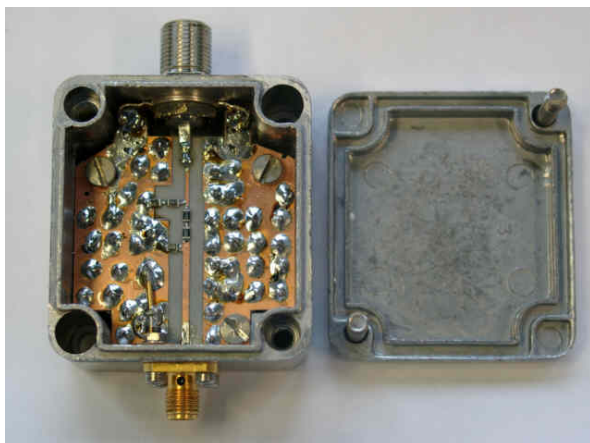


Abbildung E.5: Foto des fertigen resistiven  
Anpassglied

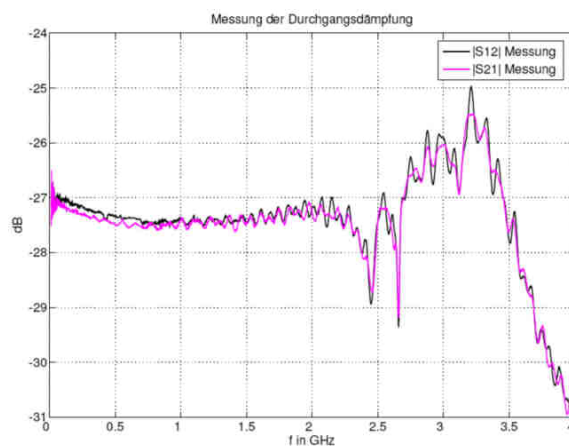


Abbildung E.6: Gemessene Transmissions-  
dämpfung

# F Strombelastbarkeit von Leiterbahnen

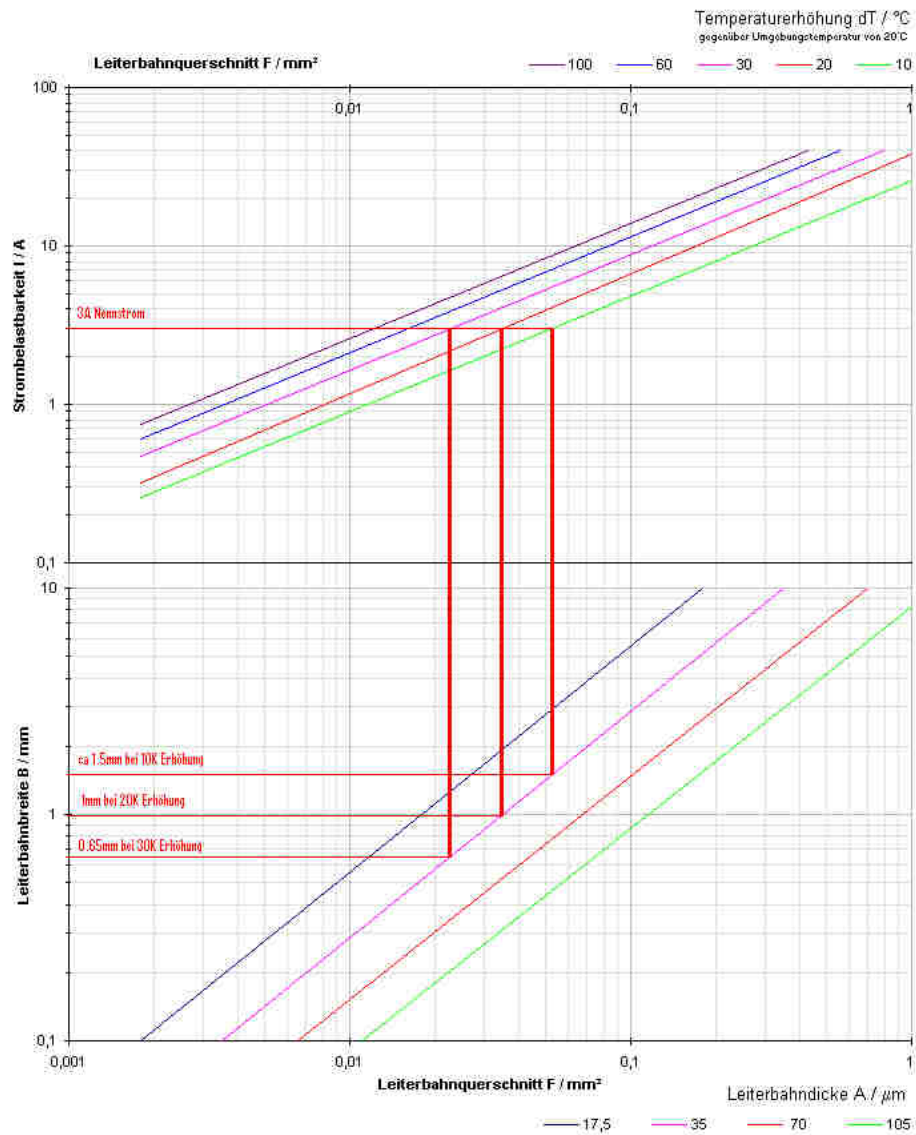


Abbildung F.1: Strombelastbarkeit von Leiterbahnen (Andus Elektronik GmbH)



# G Literaturverzeichnis

## **Analog Devices 2006**

: *AD8003, Triple, 1.5 GHz Op Amp*. 2006. – URL <http://www.analog.com>

## **Andus Elektronik GmbH**

: *Strombelastbarkeit von Leitern*. – URL <http://www.andus.de/Leiterplatten/Waermemanagement/strombelastbarkeit.htm>

## **Ansoft Simplorer 2002**

CORPORATION, Ansoft: *Simplorer V6.0*. Sept. 2002. – Student Version

## **AVX Tantal Condensator**

: *AVX Surface Mount Tantalum Capacitors*. – URL [http://www.epcos.de/inf/20/40/db/tec\\_03/01070134.pdf](http://www.epcos.de/inf/20/40/db/tec_03/01070134.pdf)

## **Bartsch 2001**

BARTSCH, Dr.-Ing. Hans-Jochen: *Taschenbuch mathematischer Formeln*. Bd. 19. Fachbuchverlag Leipzig, 2001. – ISBN 3-446-21792-4

## **Beck 2006**

BECK, Rainer: *Das Square Kilometre Array*. In: *Sterne und Weltraum* (2006), September, S. 22 – 33

## **Brandenburg 1998**

BRANDENBURG, Debbie: *Current vs. Voltage Feedback Amplifiers*. Januar 1998. – URL <http://www.national.com>. – OA-30

## **Brandenburg 2006**

BRANDENBURG, Debbie: *Leitfaden fuer Verstaerker*. In: *Mechatronik F und M* 9-10 (2006), Nr. 9-10, S. 58–59

## **Buck 1992**

BUCK, Arne: *Current Feedback Myths Debunked*. July 1992. – URL <http://www.national.com>. – OA-20

**Bungard BEL**

: *Original Bungard fotobeschichtetes Basismaterial FR4 mit UV blocker.* – URL <http://www.bungard.com/downloads/IPC4101D.pdf>

**Draka Comteq**

: *CATV-Drop-Kabel Coax9 AD 11 A.* – URL [http://www.drakamc.com/catv\\_d.html](http://www.drakamc.com/catv_d.html)

**Epcos Tantal Kondensator 2002**

: *General Technical Information.* Oktober 2002. – URL [http://www.epcos.de/inf/20/40/db/tec\\_03/01070134.pdf](http://www.epcos.de/inf/20/40/db/tec_03/01070134.pdf)

**Epcos VHF Chokes**

: *VHF Chokes B82114.* – URL [http://www.epcos.de/inf/30/db/emc\\_00/02050206](http://www.epcos.de/inf/30/db/emc_00/02050206)

**Gaertner 2001**

GAERTNER, Prof. Dr.-Ing. Uwe F.: *Hochfrequenztechnik I - Teil 1.* Juni 2001. – Manuskriptentwurf

**Hoffmann 1983**

HOFFMANN, Reinmut K.: *Integrierte Mikrowellenschaltungen.* Springer Verlag, 1983

**IEEE 2005a**

IEEE (Veranst.): *IEEE Std 802.3 -2005 Section one.* 1. 2005

**IEEE 2005b**

IEEE (Veranst.): *IEEE Std 802.3 -2005 Section two.* 1. 2005

**National Semiconductor 1993**

National Semiconductor (Veranst.): *A Tutorial on Applying Op Amps to RF Applications.* September 1993. – URL <http://www.national.com>. – OA-11

**National Semiconductor 2004**

: *LMH6738 Very Wideband, Low Distortion Triple Op Amp.* Juli 2004. – URL <http://www.national.com>

**Netzmafia**

PLATE, Prof. J. (Hrsg.): *Grundlagen Computernetze.* – URL <http://www.netzmafia.de/skripten/netze/netz3.html>. – Zugriffsdatum: 05. Jan. 2006

**Rogers Corporation**

: *RO4000 Series High Frequency Circuit Materials*. – URL [http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds\\_4pdf](http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds_4pdf)

**Schmid 1995**

SCHMID, Rea: *Stability Analysis of Current Feedback Amplifiers*. May 1995. – URL <http://www.national.com>. – OA-25

**Steffes 1990**

STEFFES, Michael: *Frequent Faux Pas in Applying Wideband Current Feedback Amplifiers*. August 1990. – URL <http://www.national.com>. – OA-15

**Tanenbaum 2002**

TANENBAUM, Andrew S.: *Computernetzwerke*. Prentice Hall, 2002. – ISBN 3-8273-7011-6

**U.Tietze/Ch.Schenk 1999**

U.TIETZE/CH.SCHENK: *Halbleiter Schaltungstechnik*. Bd. 11. Springer, 1999. – ISBN 3-540-64192-0

**van der Wal**

WAL, Eric van der: *CDC Unit*. – Astron

**Wikipedia MLT-3**

WIKIPEDIA (Hrsg.): *MLT-3-Code*. – URL <http://de.wikipedia.org/wiki/MLT-3-Code>. – Zugriffsdatum: 05. Jan. 2006