



MAX-PLANCK-GESELLSCHAFT

**Max-Planck-Institut für Radioastronomie
Hochschule Koblenz**



Max-Planck-Institut
für Radioastronomie



Bachelor-Thesis

Entwurf des Gruppenlaufzeitentzerrers für einen K-Band Filter

Zhengwei Xia

Betreuer : Dr. -Ing. Reinhard Keller
Prof. Dr. -Ing. Uwe-F. Gärtner
Eingereicht am : 15. August 2012

Vorwort

Diese Bachelor-Thesis wurde zum Abschluss des Studiengangs Informationstechnik an der Hochschule Koblenz verfasst. Die Ausarbeitung der Arbeit erfolgte am Max-Planck-Institut für Radioastronomie (MPIfR) in Bonn in der Gruppe Hochfrequenztechnik und Microwave.

Ich möchte mich an dieser Stelle bei allen Personen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Eine besonderer Dank geht an Herrn Dr. -Ing. Reinhard Keller als Betreuer dieser Arbeit und für seine Unterstützung bei technischen und organisatorischen Fragen.

Seitens der Hochschule Koblenz bedanke ich mich bei Prof. Dr. -Ing. Uwe-F. Gärtner für die Betreuung während dieser Ausarbeitung.

Zum Schluss gilt mein ganz besonderer Dank an meinen Kollegen Sergej Roos und Holger Einkopf, die mir bei der Korrektur meiner Dokumentation geholfen haben.

Bonn, den 15. August 2012

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
1. Hintergrund und Einführung	1
2. Grundlagen der Systemtheorie	5
2.1. Grundlagen der Übertragungstechnik	5
2.1.1. Definition von Übertragungssystemen	5
2.1.2. Verzerrungsfreie Übertragung	6
2.2. Phasenlaufzeit und Gruppenlaufzeit	8
2.2.1. Definitionen	9
2.2.2. Zusammenfassung für eine verzerrungsfreie Übertragung	11
2.2.3. Einfluss der Gruppenlaufzeit auf System	11
2.3. Gruppenlaufzeitentzerrer	12
2.3.1. Grundlagen des Gruppenlaufzeitentzerrers (Group-Delay Equaliser)	12
2.3.2. Allpassfilter [2]	13
3. Simulation des Gruppenlaufzeitentzerrers	19
3.1. Hilfsmittel und Verfahren	19
3.1.1. Matlab	19
3.1.2. μ Wave Wizard	19
3.2. Simulation	20
3.2.1. Idealer Gruppenlaufzeitentzerrer	20
3.2.2. Approximation für idealen Gruppenlaufzeitentzerrer	20
3.2.3. Übertragungsverhalten des Entzerrers	25
4. Grundlagen der Leitungstheorie	27
4.1. Leitungstheorie und Reflexionsfaktor	27
4.1.1. Leitungstheorie	27
4.1.2. Reflexionsfaktor	28
4.2. Netzwerktheorie	28
4.2.1. Streuparameter und Zweitor	28
4.2.2. Richtkoppler (4-Tor) [2]	30
5. Grundlagen der Wellentheorie	33
5.1. Wellentypen[5]	33
5.2. Rechteckhohlleiter[7]	34
5.2.1. Einführung	34
5.2.2. Hohlleiterverbindungen	37

5.2.3. Hohlleiterblenden	38
5.2.4. Verzweigungsschaltungen mit Hohlleitern	39
5.3. Entwurfsmöglichkeiten des Gruppenlaufzeitentzerrers	40
5.4. 90° Hohlleiterkoppler (3dB)	41
6. Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers	45
6.1. Vorbereitung für Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers	45
6.2. Simulation des 3dB Hybrid Kopplers in μ Wave Wizard	47
6.2.1. Einführung	47
6.2.2. Optimierung	48
6.3. Mechanischer Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers in Autodesk Inventor	51
6.3.1. Einführung in den mechanischen Entwurf	51
6.3.2. Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers	52
7. Entwurf des Allpassfilters	55
7.1. Simulation des Allpassfilters	55
7.1.1. Einführung	55
7.1.2. Simulation	55
7.2. Mechanischer Entwurf des Allpassfilters in Autodesk Inventor	61
7.3. Kurzzusammenfassung	63
8. Tests	65
8.1. Allpassfilter Test	65
8.2. 3dB Hybrid Koppler Test	68
8.3. Gesamttest	71
9. Zusammenfassung und Ausblick	75
Anhang	78
A. Zeichnungen	79
A.1. 3dB Hybrid Koppler (1,2-1,8 GHz) [10]	79
A.2. 3dB Hybrid Koppler (25,5-27 GHz) (1. Entwurf)	81
A.3. Adapter	83
A.4. Allpassfilter (1. Entwurf)	85
A.5. 3dB Hybrid Koppler (25,5-27 GHz) (nach Optimierung)	87
A.6. Allpassfilter (nach Optimierung)	89
B. Literaturverzeichnis	91
C. Bildverzeichnis	95

1. Hintergrund und Einführung

Earth Observation (EO) Satelliten operieren in dem Earth Exploration Satellite (EES) X-Band (8025-8400 MHz). Dabei werden die Daten in andere Slots von X-Band (7750-7900 MHz) übertragen. Für die Telemetrie wird eine Datenrate von 500 Mbit/s benötigt; zukünftig sind Datenraten mit mehr als 1Gbit/s vorgesehen.

In Bezug auf die Datenrate muss beachtet werden, dass sich die Nutzung des X-Bandes durch EES-Operationen schnell weiter erhöhen wird. Dies ist bei verschiedenen SAs (Space Agencies) zu beachten. Die SFCG (Space Frequency Coordination Group) hat eine Datenbank für alle EES X-Band Missionen eingerichtet und festgestellt, dass die genutzten Datenraten deutlich anwachsen. Diese Störung muss in höchster Stufe beachtet werden. Als eine Folge ist der aktuelle EBS X-Band immer mit starken Überlastungen, mit zusätzlichen Störungen und Risiken verbunden. Um sie zu vermeiden, sind stärkere Anforderungen an die Einschränkungen in der Bandbreite nötig. Die meisten EO Missionen sind durch niedrige polare Umlaufbahnen gekennzeichnet, dadurch ist die Sicht über die Bodenstation sehr kurz (gewöhnlich in der Größenordnung von wenigen Minuten). Die meisten Bodenstationen für die Downlink hohe Datenraten werden mit hohen Bandbreiten verwendet, damit ist das Risiko einer Störung hoch.

Der den EES-Missionen zugeteilte Bereich des X-Bandes ist nur 375 MHz breit; für meteorologische Satelliten ist dieser sogar noch schmaler. Diese zugeteilten Frequenzbereiche reichen nicht aus, um die für die Missionen vorgesehenen hohen Datenraten zu übertragen. Der WARC2000 wurde dem Frequenzbereich 25,5-27 GHz für ESS-Diensten zugewiesen. Um die Leistungsfähigkeit der künftigen EBS Missionen zu erhöhen und Störungen und Staurisiken zu minimieren, kann auf das K-Band ausgewichen werden. Die Verwendung von K-Band impliziert schwere Ausbreitungsverluste, vor allem wegen Regendämpfung, die die Verfügbarkeit der Verbindung der Satelliten-Bodenstation betreffen wird.

Die Struktur der K-Band Bodenstation (6m aperture) für EO Application ist im Bild 1.1 dargestellt. Das Frontend der 6m-Aperrtur-Antenne empfängt die Satellitensignale als Breitband-Signal im K-Band (25,5-27 GHz) und liefert ein Ausgangssignal im L-Band. Bei der Signal-

verarbeitung durch das K-Band-Kanalfilter werden die Signale verzerrt. Das Ziel dieser Arbeit ist es, ein Gruppenlaufzeitentzerrer aufzubauen, um die Verzerrungen durch das Kanalfilter auszugleichen. Das Entzerrerfilter wird als Hochfrequenzschaltung in Hohlleitertechnik aufgebaut - eine digitale Entzerrung ist nicht möglich. Die Anforderungen an das K-Band-Frontend sind in Bild 1.2 dargestellt. Wichtig ist es, dass in über eine Bandbreite von 600MHz die Schwankungen der Gruppenlaufzeit unter 1,5ns bleiben müssen. Die Gruppenlaufzeit von vorgegebenem K-Band Filter ist viel größer als 1,5ns. Diese Aufgabe soll in der vorliegende Arbeit gelöst werden.

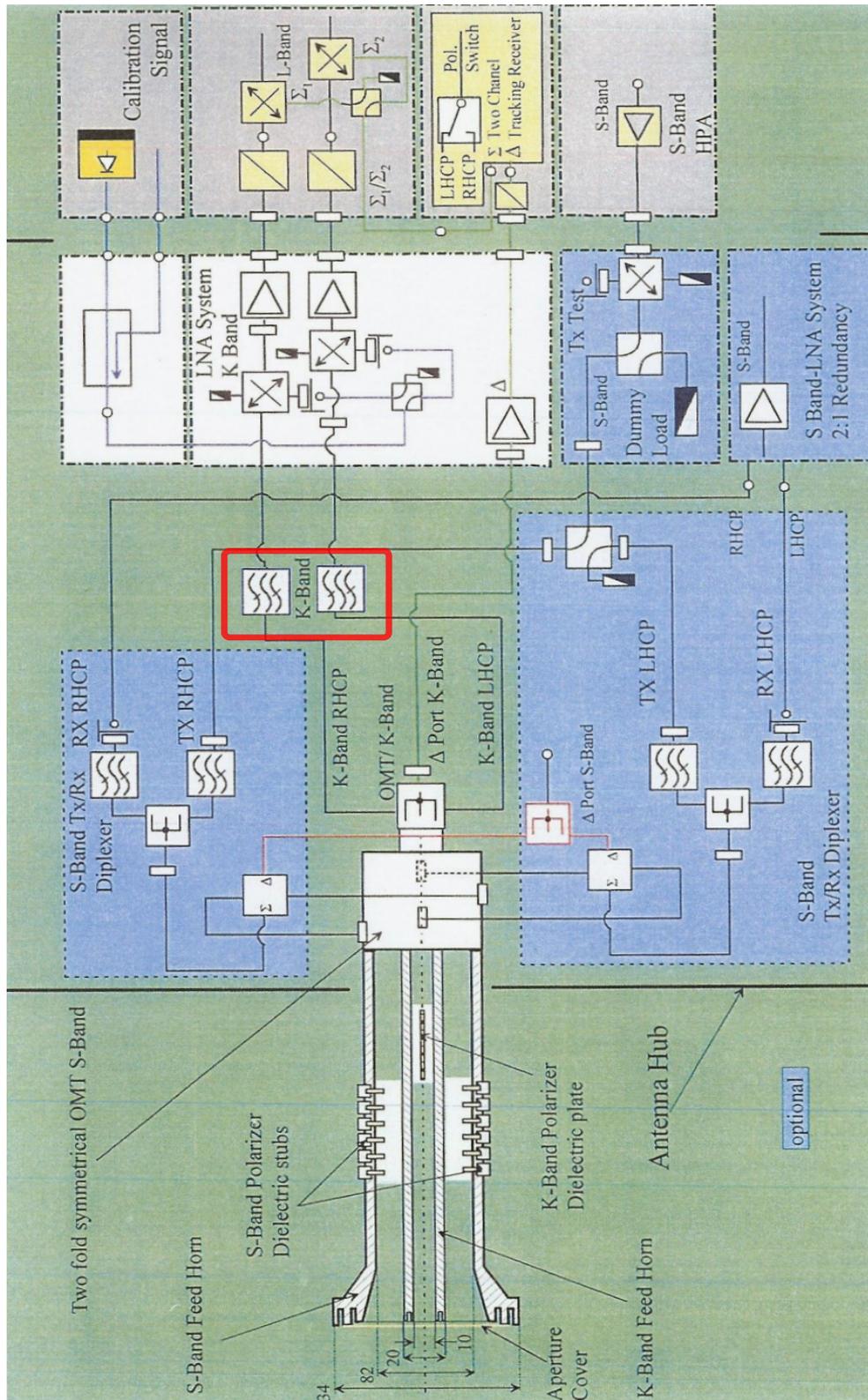


Bild 1.1.: Struktur der K-Band Bodenstation Antenne [1]

ESA UNCLASSIFIED – For Official Use



2.2 Antenna front-end performance requirements

2.2.1 K-band Telemetry performance requirements

Item	Description	Requirement
[REQ/KRX_03]	receive frequency band (input)	25.5-27.0 GHz
[REQ/KRX_04]	receive frequency bandwidth	any 600 MHz band over receive frequency band
[REQ/KRX_05]	polarisation	left and right hand circular simultaneously
[REQ/KRX_06]	receive flux	maximum -105 dBW/m ²
[REQ/KRX_07]	axial ratio	≤ 0.5 dB within the 1 dB tracking contour
[REQ/KRX_08]	G/T, over the band, above 5 degrees elevation, average clear weather in Kiruna (Sweden), including pointing/tracking error	≥ 37.5 dB/K (assuming a zenith attenuation of 0.27 dB, excluding a measurement error of 0.5 dB)
[REQ/KRX_09]	receive gain @ LNA input	TBD
[REQ/KRX_10]	system temperature @ LNA input	TBD
[REQ/KRX_11]	gain flatness @ interface panel	≤ 2.0 dB peak-to-peak over 1.5 GHz frequency range
[REQ/KRX_12]	gain stability @ interface panel	≤ 0.5 dB over 1 hour
[REQ/KRX_13]	gain variation (3σ) under dynamic conditions (incl. pointing error losses in program track mode, and tracking error losses in auto track, maximum wind, temperature changes, etc.)	≤ 1 dB over 1.5 GHz frequency range
[REQ/KRX_14]	gain control	24 dB in 1 dB step
[REQ/KRX_15]	side lobe envelope	according to ITU recommendation S-732 [RD_10]
[REQ/KRX_16]	spurious signal suppression	1. from 300 MHz outside Rx band: ≥ 50 dB (design goal 60 dB) 2. receive 1st image at 23.9–24.4 GHz: ≥ 100 dB 3. deep space band at 34.2–34.7 GHz: ≥ 80 dB
[REQ/KRX_17]	group delay stability @ back-end interface point	TBD
[REQ/KRX_18]	group delay variation @ back-end interface point	max 1.5 ns over any 600 MHz
[REQ/KRX_19]	phase noise @ back-end interface point	≤ -41 - 10log(f) dBc/Hz, 1 Hz < f < 10 MHz
[REQ/KRX_20]	receive frequency band (output)	baseline1: 900 – 1500 MHz baseline2: 1250 – 1850 MHz (the final value will be communicated by the Agency at the kick-off meeting)
[REQ/KRX_21]	output power at maximum flux and minimum gain	≤ -10 dBm

Page 17/28
K-Band ground station antenna - specifications
Date 27/10/2010 Issue 2 Rev 2

European Space Agency
Agence spatiale européenne

ESA UNCLASSIFIED – For Official Use

Bild 1.2.: Datasheet der K-Band Bodenstation Antenne [1]

2. Grundlagen der Systemtheorie

2.1. Grundlagen der Übertragungstechnik

2.1.1. Definition von Übertragungssystemen

Ein Eingangssignal $x(t) \circ \bullet X(j\omega)$ eines LTI (Linear Zeit Invarianten) Systems S , wie im Bild 2.1 gezeigt, liefert ein Ausgangssignal $y(t) \circ \bullet Y(j\omega)$. Dieses System S ist charakterisiert durch seine Übertragungsfunktion $H(j\omega)$.

Es gilt $Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega)$. Man definiert nun ein Übertragungsmaß $\lambda(j\omega) = A(\omega) +$

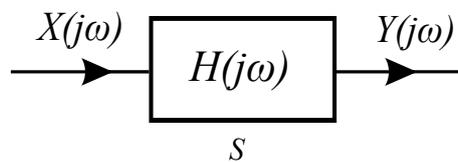


Bild 2.1.: LTI System

$jB(\omega)$ durch die Beziehung.

$$H(j\omega) = e^{-\lambda(j\omega)} \quad (2.1)$$

Das Übertragungsmaß lässt sich aufspalten in seinen Realteil $A(\omega)$ und seinen Imaginärteil $B(\omega)$.

$$\lambda(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) \quad (2.2)$$

$A(\omega)$ ist die Dämpfung und $B(\omega)$ die Phase des Systems bei einer bestimmten Frequenz ω . Dämpfung und Phase kennzeichnen vollständig die Übertragungseigenschaften des Systems S . Ihr Verlauf über der Frequenz ist für die sogenannten linearen Verzerrungen (Dämpfungs- und Phasenverzerrungen) maßgebend, die ein Eingangssignal $x(t)$ bei der Filterung durch das System S erfährt.

2.1.2. Verzerrungsfreie Übertragung

Damit ein Signal $x(t)$ durch ein System S vollständig getreu übertragen wird, d.h., damit

$$x(t) = y(t) \text{ bzw. } X(j\omega) = Y(j\omega) \quad (2.3)$$

gilt, müssen wir folgende Forderungen an die Dämpfung $A(\omega)$ bzw. an die Phase $B(\omega)$ stellen:

1. Die Dämpfung durch das System S muss für alle im Spektrum von $x(t)$ enthaltenen Frequenzen gleich null sein. Jeder Spektralanteil $X(j\omega)$ des Signals $x(t)$ muss also ungedämpft das System S durchlaufen, damit sich die Beträge der Spektralanteile $X(j\omega)$ und $Y(j\omega)$ nicht unterscheiden.

$$A(\omega) = 0 \quad (2.4)$$

2. Alle sinusförmigen Teilschwingungen des Eingangssignals müssen jeweils in Phase mit den entsprechenden Teilschwingungen des Ausgangssignals sein, oder anders ausgedrückt darf ein sinusförmiges Eingangssignal $x(t)$ durch das System S zeitlich nicht verzögert werden.

$$B(\omega) = 0 \quad (2.5)$$

Obige Forderungen nennt man die Bedingungen der idealen Übertragung. In der Praxis ist es natürlich nicht möglich, diese Bedingungen streng zu erfüllen. Jedes reale Übertragungssystem ist naturgemäß mit Verlusten behaftet und enthält induktive und kapazitive Elemente, die unvermeidlich eine Dämpfung und eine Verzögerung des Signals zur Folge haben. Weiterhin kann jede Übertragung eines Signals nur mit endlicher Geschwindigkeit erfolgen, was ebenfalls mit einer zeitlichen Verzögerung verbunden ist. Eine gewisse Verzögerung des Eingangssignals und der darin enthaltenen Information ist in der Praxis tragbar, solange sie einen vom jeweiligen Fall abhängigen Höchstwert nicht überschreitet. Wichtig ist, dass durch eine zeitliche Verzögerung und Dämpfung des zu übertragenden Signals der Informationsinhalt im Allgemeinen nicht verändert wird. Wir ersetzen daher die Forderung aus Gleichung 2.3, die wir an ein ideales Übertragungssystem gestellt haben, durch die realistischere Forderung

$$y(t) = K \cdot x(t - t_0) \quad (2.6)$$

wobei K und t_0 positive Konstanten sind. Ein Übertragungssystem S , bei dem diese Beziehung zwischen Eingangssignal $x(t)$ und Ausgangssignal $y(t)$ gilt, bezeichnen wir als ein verzerrungsfreies System. Für das Übertragungssystem S erhält man durch Transformation

in den Frequenzbereich

$$Y(j\omega) = K \cdot e^{-j\omega t_0} X(j\omega) \quad (2.7)$$

Die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ eines verzerrungsfreien Systems lautet folglich

$$H(j\omega) = K \cdot e^{-j\omega t_0} \quad (2.8)$$

und entspricht einer konstanten Dämpfung

$$A = -\ln(K) \quad (2.9)$$

und einer proportional zu ω ansteigende Phase

$$B(\omega) = \omega t_0 \quad (2.10)$$

Die Forderungen an die Dämpfung und an die Phase eines verzerrungsfreien Systems sind in den Bildern 2.2 und 2.3 veranschaulicht.

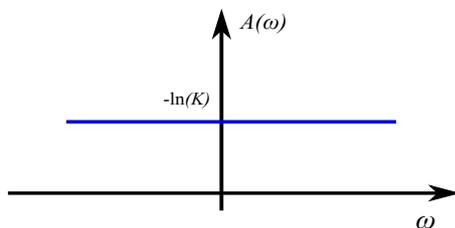


Bild 2.2.: Konstanter Dämpfungsverlauf $A(\omega)$ im Falle $A > 0$

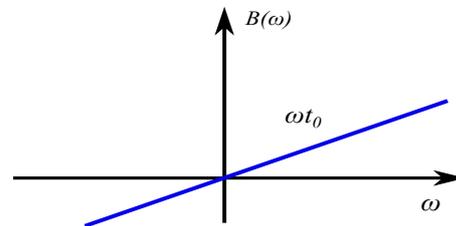


Bild 2.3.: Lineare Phase durch den Nullpunkt verlaufend mit t_0 als Geradensteigung

Die Ausgangsfunktion $y(t)$ stimmt mit der Eingangsfunktion $x(t)$ überein, ist gegen diese jedoch um einen Faktor K gedämpft und um die Zeitkonstante t_0 verzögert. Den Zusammenhang stellt Bild 2.4 dar.

Ist das Eingangssignal $x(t)$ frequenzbegrenzt, so genügt es, die Forderungen für ein verzerrungsfreies System in dem zu $x(t)$ gehörigen Frequenzband $\Delta\omega$ zu erfüllen, siehe hierzu Bild 2.5.

Auch bei einem Übertragungssystem mit Bandpasscharakter lässt sich angenähert eine mit der Frequenz linear ansteigende Phase $B(\omega)$ realisieren. Die Phasenbedingung für die verzerrungs-

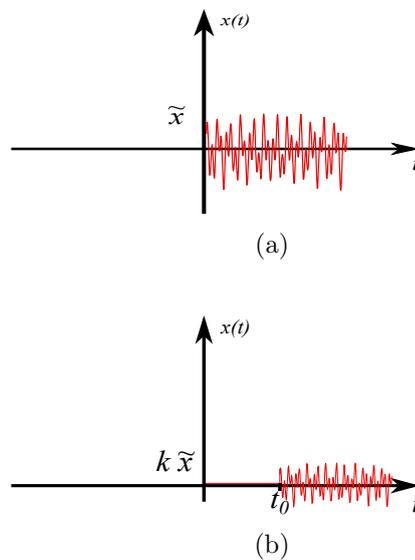


Bild 2.4.: Eingangs- und Ausgangssignal eines verzerrungsfreien Systems

freie Übertragung verlangt aber außerdem noch, dass die zu $B(\omega)$ gehörige Gerade durch den Nullpunkt geht. Dieses bedeutet für einen Bandpass, dass die Phase, wie im Bild 2.6 gezeigt, in dem Übertragungsbereich $\Delta\omega$ sich an eine in ihrer Verlängerung durch den Nullpunkt gehende Gerade anschmiegt.

Diese Forderung lässt sich jedoch nur selten erfüllen, da man in der Praxis meist überhaupt keine Kontrolle über den Schnittpunkt der verlängerten Geraden mit der Ordinate hat. Die Bedingung $B(\omega) = \omega t_0$ muss daher durch die allgemeinere Bedingung $B(\omega) = \omega t_0 + B_0$ ersetzt werden, in der B_0 eine Konstante ist, was im Bild 2.7 veranschaulicht ist.

Um nunmehr Aussagen bezüglich der Verzerrungsfreiheit eines Übertragungssystems machen zu können, sollen die Begriffe Phasenlaufzeit und Gruppenlaufzeit eingeführt werden.

2.2. Phasenlaufzeit und Gruppenlaufzeit

Wenn die Dämpfung $A(\omega)$ in dem betrachteten Frequenzband $\Delta\omega$ konstant ist, unterscheidet man zwischen zwei verschiedenen Arten von Laufzeiten. 1. Die Phasenlaufzeit t_{ph} , welche ein einzelnes sinusförmiges Signal benötigt, um eine Leitung oder ein Zweitor, allgemein ein System S, zu durchlaufen. 2. Die Gruppenlaufzeit τ_{gr} , welche die Verzögerung der im Signal enthaltenen Information darstellt. Alle nun folgenden Betrachtungen haben nur dann

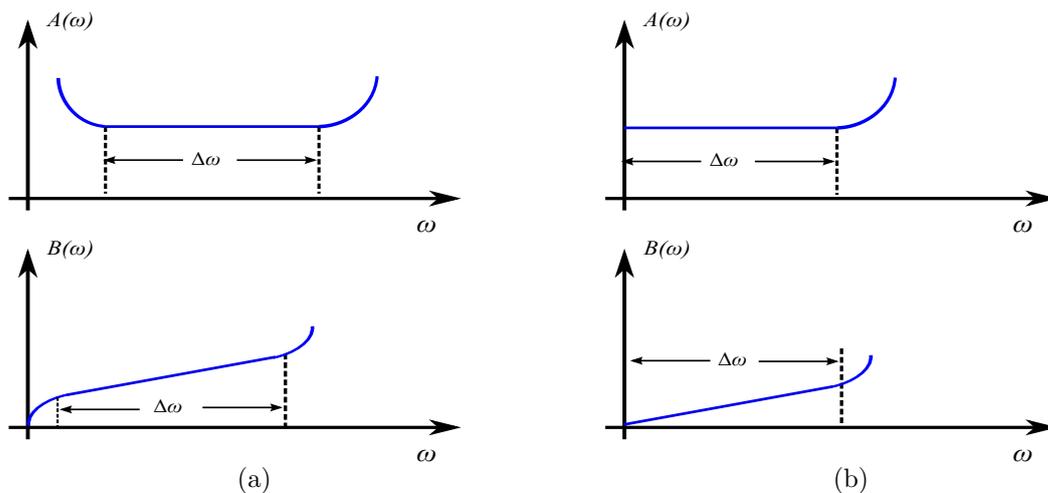


Bild 2.5.: Dämpfungs- und Phasenverlauf bei frequenzbegrenzten Systemen:
a) Bandpass b) Tiefpass [3]

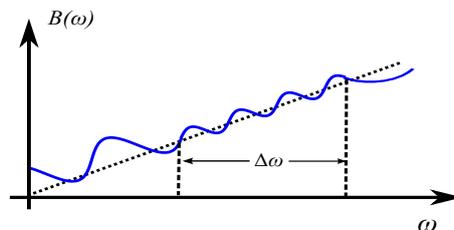


Bild 2.6.: Anschmiegung der Phase im Durchlassgebiet an eine Ursprungsgerade [3]

Gültigkeit, wenn die Dämpfung $A(\omega)$ in dem betrachteten Frequenzband τ_{gr} konstant ist.

2.2.1. Definitionen

Phasenlaufzeit

Der Verlauf der Phase $B(\omega)$ eines Systems S sei innerhalb eines interessierenden Frequenzbereichs $\Delta\omega$ gegeben. Dann ist die Phasenlaufzeit t_{ph} für irgendein sinusförmiges Signal $x(t)$ mit einer Frequenz $\Delta\omega$, z.B. ω_0 , definiert durch

$$t_{ph}(\omega) = \frac{B(\omega)}{\omega} \quad (2.11)$$

was im Bild dargestellt ist.

Rein anschaulich bedeutet die Phasenlaufzeit t_{ph} die Zeit, um die das ebenfalls sinusförmige Ausgangssignal $y(t)$ gegenüber dem Eingangssignal $x(t)$ verzögert wird, was im Bild 2.8 darstellt ist.

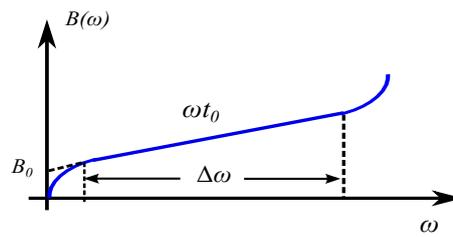


Bild 2.7.: Lineare Phase nicht durch den Nullpunkt verlaufend [3]

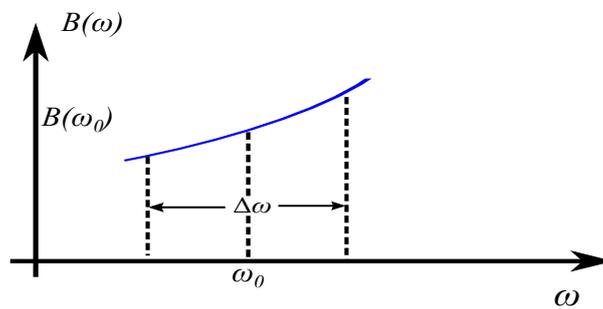


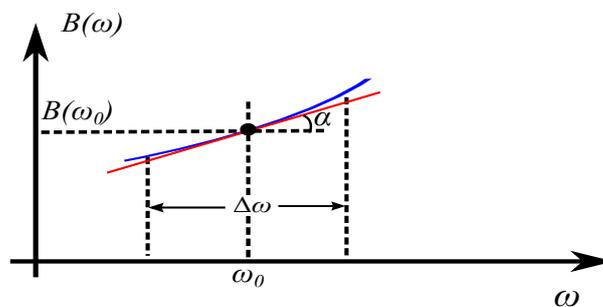
Bild 2.8.: zur Definition der Phasenlaufzeit

Gruppenlaufzeit

Die Zeitverzögerung des Informationsinhaltes eines Signals bezeichnet man als die Gruppenlaufzeit τ_{gr} und ist durch

$$\tau_{gr}(\omega) = \frac{dB(\omega)}{d\omega} = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}; \text{ hier } \varphi(\omega) = -B(\omega) \quad (2.12)$$

definiert. Dieser Zusammenhang ist im Bild 2.9 dargestellt.

Bild 2.9.: zur Definition der Gruppenlaufzeit $\tau_{gr}(\omega_0) = \tan \alpha$

Die Gruppenlaufzeit τ_{gr} ist also die Steigung im Punkte ω des interessierenden Frequenzbereichs $\Delta\omega$ und unterscheidet sich im Allgemeinen von der Phasenlaufzeit. Unter der Voraussetzung eines konstanten Dämpfungsverlaufs $A(\omega)$ im Übertragungsbereich ist τ_{gr} aus Kausalitätsgründen immer größer als Null.

2.2.2. Zusammenfassung für eine verzerrungsfreie Übertragung

Die Bedingung bezüglich des Dämpfungsverlaufs $A(\omega)$ ist eine im gesamten Übertragungsbereich konstante Dämpfung. Nur unter dieser Voraussetzung haben die Bedingung an den Phasenverlauf $B(\omega)$ bzw. an die Gruppenlaufzeit $\tau_{gr}(\omega)$ Gültigkeit. Für eine verzerrungsfreie Übertragung eines Signals genügt ohne jede Zusatzbedingung eine konstante Gruppenlaufzeit im Übertragungsbereich, d.h., die Phase $B(\omega)$ muss linear in ω sein:

$$B(\omega) = \omega t_0 + B_0, \quad \text{für } \omega > 0 \quad (2.13)$$

wobei B_0 eine beliebige Konstante ist. Hieraus erhält man für die Gruppenlaufzeit

$$\tau_{gr}(\omega) = \frac{dB(\omega)}{d\omega} = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = t_0. \quad (2.14)$$

Es folgt eine konstante Gruppenlaufzeit.

2.2.3. Einfluss der Gruppenlaufzeit auf System

Die unterschiedlichen Frequenzgruppen bei der Signalübertragung können bei der Durchleitung durch ein Übertragungssystem verschieden große Verzögerungen erfahren. In diesem Fall ist die Gruppenlaufzeit nicht konstant, sondern von der Frequenz abhängig. Viele elektronische Komponenten, wie beispielsweise Filter, zeigen über große Frequenzbereiche eine frequenzabhängige Gruppenlaufzeit. Dieser Umstand ist gleichbedeutend mit einem nichtlinearen Phasengang.

Bild 2.10 zeigt die Gruppenlaufzeit des gegebenen K-Band-Bandpass-Filters. Man sieht, dass an den Bandgrenzen die Gruppenlaufzeit stark schwankt. Gemäß der vorgegebenen ESA-Spezifikation (Bild 1.2) soll die Gruppenlaufzeit nicht mehr als 1,5 ns variieren, um die Signalverzerrung zu begrenzen.

In dieser Arbeit soll ein Gruppenlaufzeitentzerrer entwickelt werden, der dem gegebenen Bandpass-Filter nachgeschaltet wird und die Gruppenlaufzeitschwankungen kompensiert.

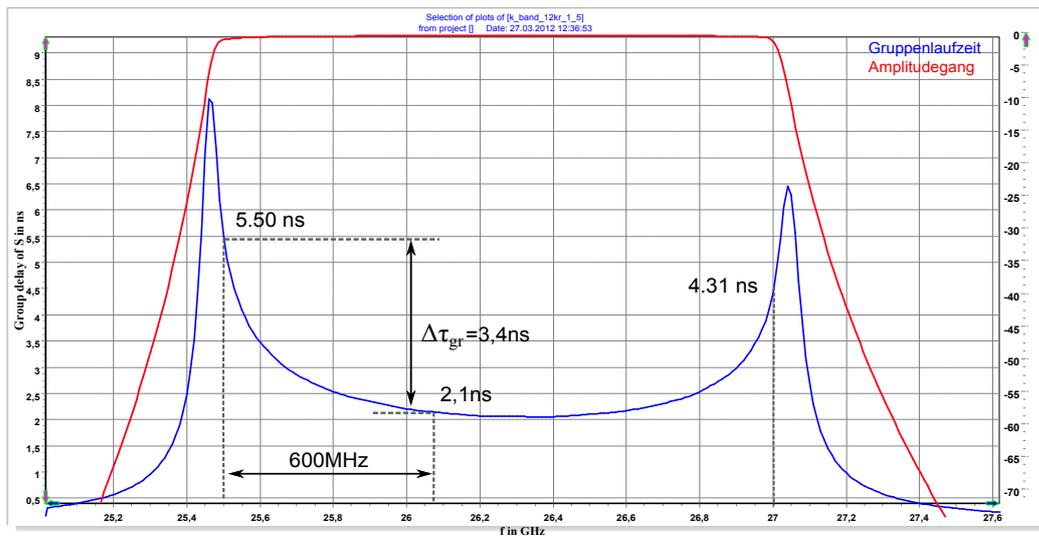


Bild 2.10.: Bandpassfilter [4]

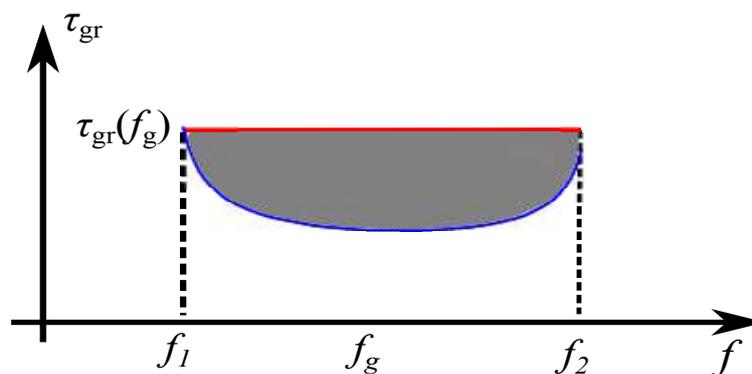


Bild 2.11.: Zur Gruppenlaufzeitentzerrung

2.3. Gruppenlaufzeitentzerrer

2.3.1. Grundlagen des Gruppenlaufzeitentzerrers (Group-Delay Equaliser)

Im Allgemeinen genügen weder Dämpfungsverlauf $A(\omega)$ noch Phasenverlauf $B(\omega)$ eines Übertragungssystems den Bedingungen der verzerrungsfreien Übertragung. Um dennoch eine verzerrungsfreie Übertragung zu ermöglichen, kommt es darauf an, durch geeignete Netzwerke und Schaltungen den Phasenverlauf zu korrigieren. Diese Korrektur zur näherungsweise Erfüllung der Bedingungen in Abschnitt 2.1.2 und 2.2.2 bezeichnet man als Entzerrung. Im Falle der Korrektur des Phasenverlaufs spricht man von Phasenentzerrung (Phasenausgleich). Letzteres ist gleichbedeutend mit der Gruppenlaufzeitentzerrung.

Die Gruppenlaufzeit kann bei der Entzerrung aus Gründen der Kausalität nur erhöht werden. Den theoretischen Frequenzverlauf der Gruppenlaufzeit zeigt Bild 2.10. Wenn zur verzerrungsfreien Übertragung eines Signals die Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich $f_1 = 25,5 \text{ GHz} < f < f_2 = 27 \text{ GHz}$ konstant sein soll, muss durch geeignete Schaltungen der markierte Bereich “aufgefüllt” werden (Bild 2.11).

2.3.2. Allpassfilter [2]

Einführung und Definition

Eine Gruppenlaufzeitentzerrung ist nur dann sinnvoll, wenn die dazu erforderlichen Netzwerke keine zusätzliche Dämpfungsverzerrung bewirken, sonst wäre ja ein nachträglicher Dämpfungsausgleich notwendig. Deshalb fordert man von einem Phasenausgleichsnetzwerk, dass dessen Dämpfung Null oder wenigstens konstant über der Frequenz ist. Allpassschaltung, speziell Allpassfilter erfüllen diese Forderung bezüglich des Dämpfungsverlaufs.

Definiton: Zweitore, deren Betriebsdämpfung unabhängig von der Frequenz, also konstant ist, und deren Phase bzw. Gruppenlaufzeit einen bestimmten Frequenzverlauf besitzt, heißen Allpassschaltungen (Allpassfilter).

Hier interessieren speziell Allpassschaltungen, deren Dämpfung für alle Frequenzen im Idealfall im Übertragungsfrequenzbereich gleich Null ist. Da solche Filter nur durch verlustfreie Elemente zu verwirklichen sind, nennt man sie Reaktanz-Allpassschaltungen.

Übertragungsfunktion eines Allpassfilter

Laut Definition ist die Dämpfung $A(\omega)$ einer Allpassfilter für alle Frequenzen gleich Null

$$A(\omega) = -\ln(|H(j\omega)|) = 0 \quad (2.15)$$

Daraus folgt, dass der Betrag der Übertragungsfunktion $H(p)$ für alle Frequenzen $p = j\omega$ frequenzunabhängig, also konstant und eins sein muss:

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (2.16)$$

Eine Übertragungsfunktion, die diese Bedingung erfüllt, ist durch den Quotienten zweier reeller, für $p = j\omega$ zueinander konjugiert komplexer Polynome darstellbar. Da außerdem das Nennerpolynom für Allpassfilter aus Stabilitätsgründen ein Hurwitz-Polynom $g(p)$ sein

muss, ergibt sich für die Übertragungsfunktion eines Allpassfilters in Abhängigkeit von der normierten komplexen Frequenz $p = \sigma + j\omega$:

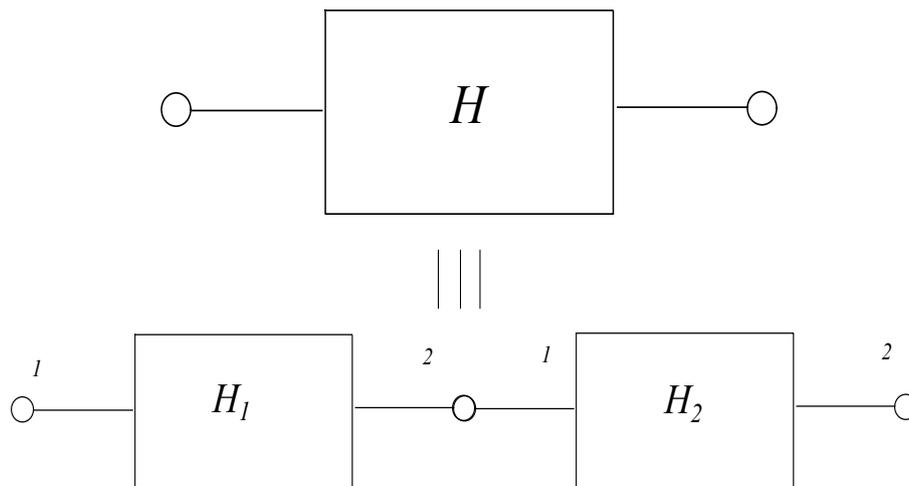
$$H(p) = \frac{g(-p)}{g(p)} \quad (2.17)$$

Hierbei ist $g(p)$ ein reelles Hurwitz-Polynom vom Grad n . Folglich ist $H(p)$ ebenfalls vom Grad n und durch die in der linken p -Halbebene liegenden n Nullstellen des Hurwitz-Polynoms $g(p)$ bis auf eine Konstante bestimmt.

Eine realisierbare Übertragungsfunktion $H(p)$ lässt sich nach Gleichung 2.18 bei Darstellung der Polynome durch ihre Nullstellen-Faktoren in der Form

$$H(p) = \prod_{\sigma=1}^{n-2\gamma} \frac{-p + \alpha_{\sigma}}{p + \alpha_{\sigma}} \prod_{\varrho=1}^{\gamma} \frac{p^2 - 2\alpha_{\varrho}p + \gamma_{\varrho}^2}{p^2 + 2\alpha_{\varrho}p + \gamma_{\varrho}^2} \quad \text{mit } \gamma_{\varrho}^2 = \alpha_{\varrho}^2 + \beta_{\varrho}^2 \quad (2.18)$$

schreiben. Hierbei sind $p_{\sigma 0} = -\alpha_{\sigma}$ reelle Pole und $p_{\varrho 0} = -\alpha_{\varrho} \pm j\beta_{\varrho}$ konjugiert komplexe Polpaare. Jeder einzelne Faktor der Produktdarstellung in Gleichung 2.18 lässt sich wegen der beiderseitigen Reflexionsfreiheit der Allpasskettenschaltung (Bild 2.12), durch einen einzelnen Elementar-Allpass realisieren.



$H=H_1 \cdot H_2$ wenn **beidseitig** angepasst sind

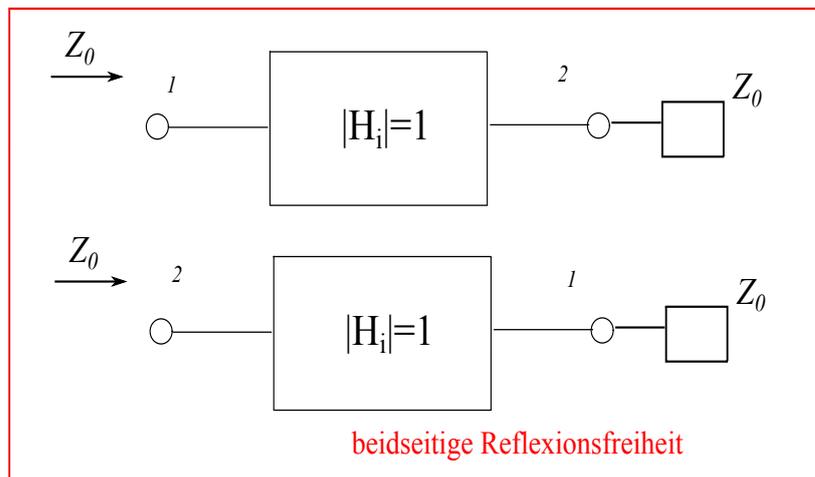


Bild 2.12.: Kettenschaltung der Allpässe

Elementar-Allpass von Grad $n = 2$: $H(p) = \frac{p^2 - 2\alpha p + \gamma^2}{p^2 + 2\alpha p + \gamma^2}$ mit $\gamma^2 = \alpha^2 + \beta^2$
 Die Polstellen von $H(p)$ von 2. Grad aus Gleichung 2.18 ergeben sich zu

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\sqrt{\gamma^2 - \alpha^2}, \tag{2.19}$$

wo $\alpha, \gamma > 0$ vorausgesetzt wird. Da ferner

$$\beta = \sqrt{\gamma^2 - \alpha^2}, \tag{2.20}$$

positiv sein soll, muss $\gamma > \alpha$ gelten.

Für positive Frequenzen ω folgt somit

$$\begin{aligned}
 H(\omega) &= e^{-\lambda(\omega)} = e^{-A(\omega)-jB(\omega)} \\
 H(\omega) &= \frac{(j\omega)^2 - j2\alpha\omega + r^2}{(j\omega)^2 + j2\alpha\omega + r^2} \\
 &= \frac{\omega^2 + j2\alpha\omega - r^2}{\omega^2 - j2\alpha\omega - r^2} \\
 &= \frac{\omega^2 - r^2 + j2\alpha\omega}{\omega^2 - r^2 - j2\alpha\omega} \tag{2.21} \\
 B(\omega) &= -\arg\{H(\omega)\} \\
 &= \arg\{\omega^2 - r^2 - j2\alpha\omega\} + \arg\{\omega^2 - r^2 - j2\alpha\omega\} \\
 &= 2\arg\{\omega^2 - r^2 - j2\alpha\omega\} \\
 &= 2\arctan\left(\frac{2\alpha\omega}{\gamma^2 - \omega^2}\right)
 \end{aligned}$$

Differenzieren wir nun $B(\omega)$ nach der Kreisfrequenz, so erhalten wir mit Gleichung 2.21

$$\begin{aligned}
 \tau_{gr}(\omega) &= \frac{4\alpha(\gamma^2 + \omega^2)}{(\gamma^2 - \omega^2)^2 + 4\alpha^2\omega^2} = \frac{4\alpha(\gamma^2 + \omega^2)}{(\gamma^2 + \omega^2)^2 - 4\beta^2\omega^2} \\
 &= \frac{2\alpha}{(\omega - \beta)^2 + \alpha^2} + \frac{2\alpha}{(\omega + \beta)^2 + \alpha^2} \tag{2.22}
 \end{aligned}$$

Im Bild 2.13 ist der prinzipielle Frequenzverlauf der Gruppenlaufzeit als Kurve angegeben. Die beiden Kurven a) und b) sind die Verläufe der beiden Summanden von Gleichung 2.22, deren Addition den Gesamtverlauf ergibt.

Die Fläche unter der Gruppenlaufzeitkurve c) ist

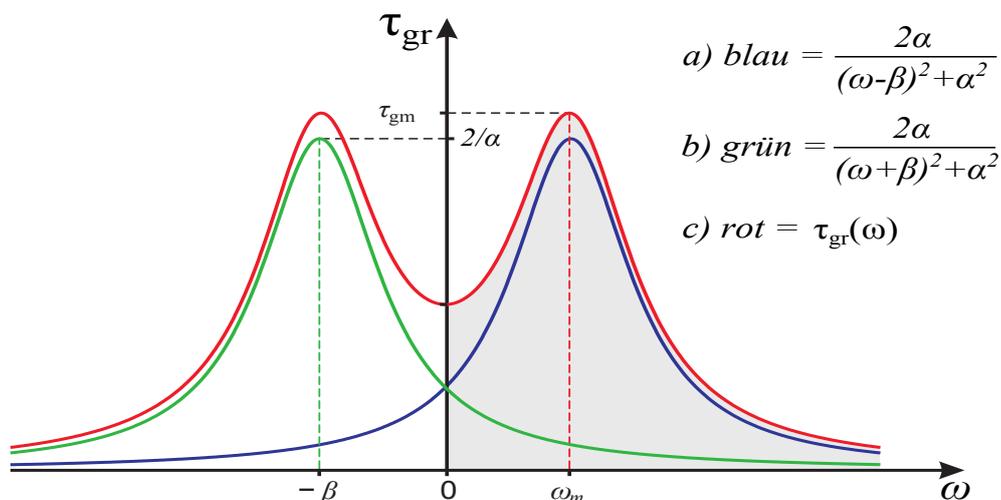


Bild 2.13.: Allpass 2. Grades Gruppenlaufzeitverlauf [3]

$$A = \int_0^{\infty} \tau_{gr}(\omega) d\omega = 2\pi \quad (2.23)$$

Das Maximum der Gruppenlaufzeit liegt für

$$\begin{aligned} \frac{2\beta}{\gamma} \leq 1 \quad \text{bei} \quad \omega_m = 0 : \\ \text{mit } \tau_{gm} = \tau_{gr}(0) = \frac{4\alpha}{\gamma^2} \end{aligned} \quad (2.24)$$

und für

$$\begin{aligned} \frac{2\beta}{\gamma} \geq 1 \quad \text{bei} \quad \omega_m = \pm \sqrt{2\beta\gamma - \gamma^2} : \\ \text{mit } \tau_{gm} = \frac{\alpha}{\beta(\gamma - \beta)} \end{aligned} \quad (2.25)$$

3. Simulation des Gruppenlaufzeitentzerrers

3.1. Hilfsmittel und Verfahren

3.1.1. Matlab

Für die Simulation des Gruppenlaufzeitentzerrers wird Matlab eingesetzt.

3.1.2. μ Wave Wizard

Die Software μ Wave Wizard von der Firma Mician GmbH in Bremen ist ein Designtool, das die Technik der Modenanpassung (Mode-matching) nutzt. Dabei werden zeitraubende 3D-Lösungen vermieden. Typische Anwendungen für den μ Wave Wizard sind komplexe passive Wellenleiter Komponenten und Strukturen wie Wellenleiter und Compline-Filter, Koppler usw.

Das für diese Arbeit vorgegebene K-Band Bandpass-Filter wurde bereits unter μ Wave Wizard entworfen. Die dort erhaltenen Simulationsergebnisse werden nach Matlab importiert. Danach kann in Matlab der Entwurf eines angepassten Allpass-Filters zur Gruppenlaufzeitentzerrung durchgeführt werden.

3.2. Simulation

3.2.1. Idealer Gruppenlaufzeitentzerrer

Zur Entzerrung der Gruppenlaufzeit τ_{gr} eines Systems schaltet man diesem Allpässe in Kette, die so dimensioniert werden müssen, dass die Gesamtlaufzeit nahezu konstant gleich τ_0 wird.

Bild 3.1 zeigt die durch Allpässe aufzubringende Laufzeit τ'_{gw}

$$\tau'_{gw} = \tau_0 - \tau_{gr} \quad (3.1)$$

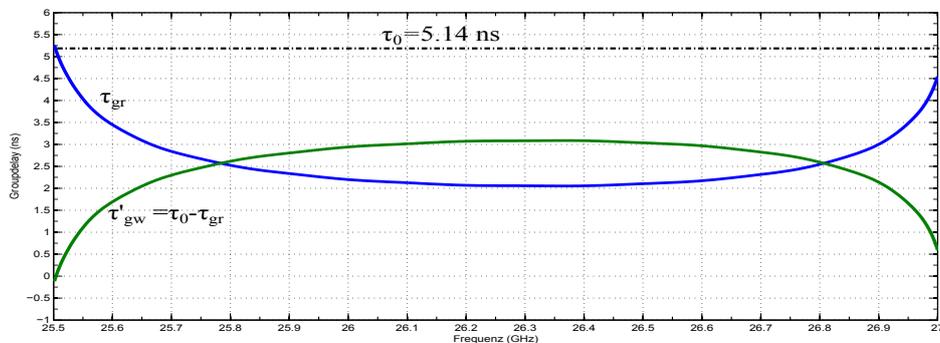


Bild 3.1.: ideale Gruppenlaufzeit

Idealer Entzerrer

```

1 %tgr: 500*1 Array  $\tau_{gr}$ 
2 %f: 500*1 Array (25,5–27 GHz)
3 t0=5.14; %  $\tau_0 = 5,14$  ns Konstant auswählen
4 tw=t0-tgr; %  $\tau'_{gw} = \tau_0 - \tau_{gr}$ 
5 plot(f,tgr,f,tw); %  $\tau'_{gw}(f)$  und  $\tau_{gr}(f)$  ploten

```

3.2.2. Approximation für idealen Gruppenlaufzeitentzerrer

Um die Anzahl N der Allpässe mit Grad $n = 2$ des Entzerrers festzustellen, kann man N durch Berechnung der aufzufüllenden Fläche A nach Gleichung 2.23 abschätzen zu [2]:

$$N > A \quad (3.2)$$

$$A_0 \approx \frac{(f(m) + f(n)) \cdot (m - n)}{2} \quad (3.3)$$

Die numerische Integration der Gruppenlaufzeit (Gleichung 3.3) erfolgt nach der Trapezregel (Bild 3.2). Durch Integrieren kommt die Fläche c.a. $A \approx 3,89$ aus, also $N = 4$.

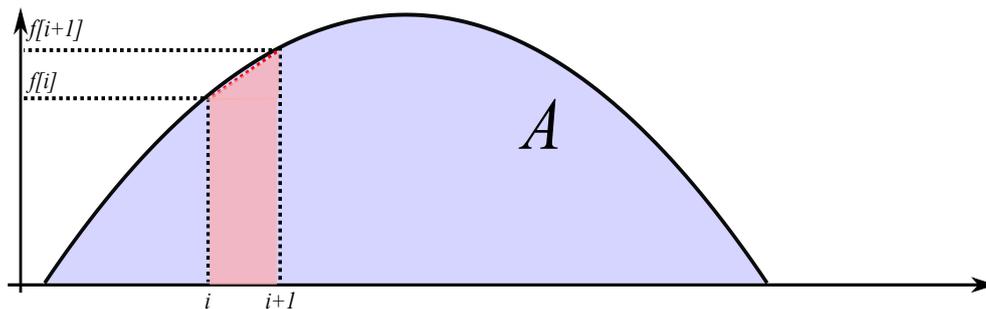


Bild 3.2.: Approximationsverfahren

Integration der Fläche

```

1 A=0; % A auf 0 setzen
2 f1=25.5; %Frequenz [GHz]
3 f2=27; %Frequenz [GHz]
4 for i=1:1:length(f)-1
5
6     temp=(tw(i+1)+tw(i))*(f(i+1)-f(i))/2;
7
8     A=A+abs(temp); %Integration
9 end
10
11 A=A-t0*(f2-f1); % die Fläche ausrechnen

```

Um die β_n durchschnittlich im Frequenzbereich $f_1 - f_2$ sich zu verteilen, wählt man die Parameter β_n ($n = 1, 2, \dots, N$) des Allpassfilters näherungsweise äquidistant im Approximationsintervall $f_1 \leq f \leq f_2$, d.h.

$$\beta_n = f_1 + \frac{f_2 - f_1}{2N}(2n - 1) \quad (3.4)$$

und die zugehörigen Werte α_n entsprechend den Laufzeitwerte $\tau_{gw}(\beta_n) = \tau_n$ an diesen Stellen

zu

$$\alpha_n \approx \frac{2}{\tau_n} \quad (3.5)$$

Denn, löst man Gleichung 2.25 nach α auf, so erhält man

$$\alpha = \frac{2\beta^2\tau_{gm}}{\tau_{gm}^2\beta^2 - 1} = \frac{2}{\tau_{gm} - \frac{1}{\beta^2\tau_{gm}}} \quad \text{mit} \quad \frac{1}{\beta^2\tau_{gm}} \approx 0$$

$$\Rightarrow \alpha_n \approx \frac{2}{\tau_n}$$
(3.6)

Die berechneten Werte β_n sind $\beta[4] = [25.6875 \quad 26.0625 \quad 26.4375 \quad 26.8125]$. Durch Superposition der Teillaufzeitkurven τ_n der einzelnen Allpässe nach Gleichung 2.22 entsteht die Summenlaufzeit τ_{gw} (Bild 3.3), die gemäß Bild 3.4 den Wunschverlauf τ'_{gw} approximiert. Es ist empfehlenswert, die Lösung anschließend iterativ mit einem Optimierungsverfahren zu verbessern.

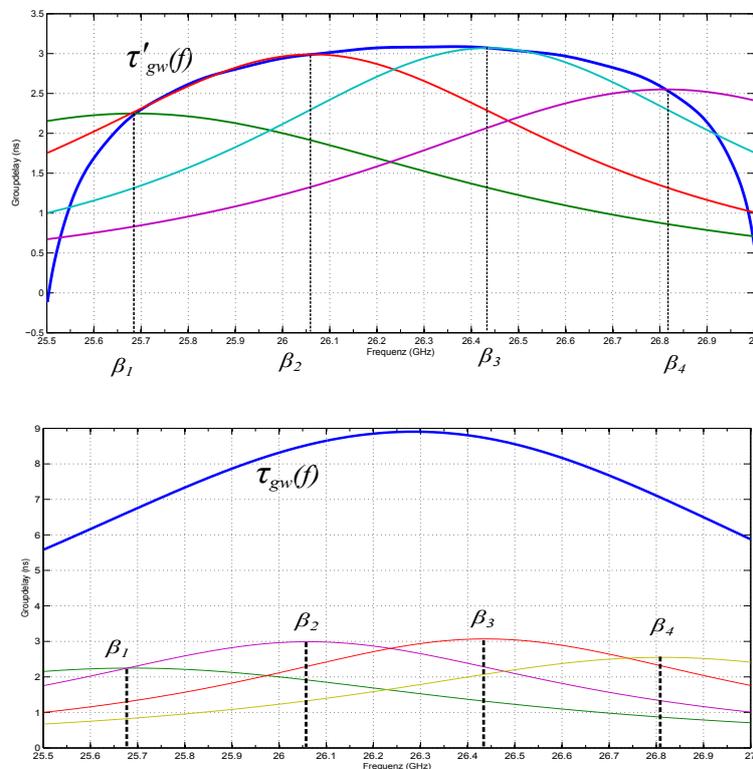


Bild 3.3.: Summenlaufzeit

Teilentzerrer

```

1 taul=zeros(500,1); %  $\tau_{g1}$ 
2 k=1;
3 for kf=1:1:length(f)
4     tmp=2*a(k)/((a(k))^2+(f(kf)-b(k))^2)+2*a(k)/((a(k))^2+(f(kf)+b(k))^2);
5     taul(kf)=taul(kf)+tmp;
6 end
7 plot(f,taul); % Kurven des  $\tau_{g1}$ 

```

Die entsprechenden α_n werden durch Tabelle der Matrix τ_{gw} ausgesucht, also $\alpha[4] = [0.8897 \ 0.6689 \ 0.6515 \ 0.7843]$.

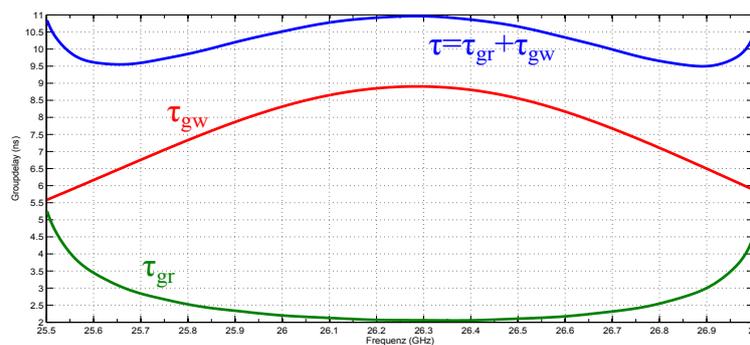


Bild 3.4.: approximierte Gruppenlaufzeit

Berechnung β_n des Teilentzerrers

```

1 b=zeros(1,4); %  $\beta_n$  Array
2 N=4; % 4. Ordnung
3 for j=1:1:length(N)
4     b(j)=f1+(f2-f1)/(2*length(N))*(2*N(j)-1); %  $\beta_n$  ausrechnen
5 end

```

Nach Addition der Gruppenlaufzeit des Entzerrers und der Gruppenlaufzeit des K-Band Filters (Bild 3.5) kann man direkt sehen, je 650 MHz liegt die Differenz von Gruppenlaufzeit max. 1,4 ns. Das erfüllt die Anforderung.

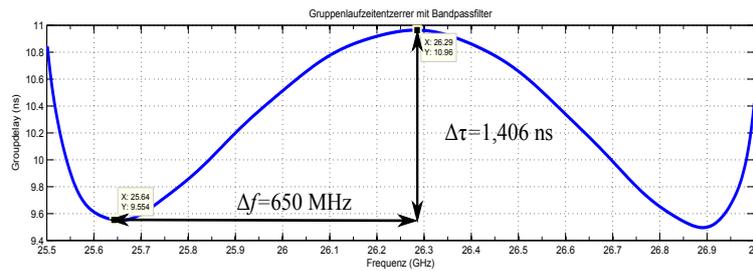


Bild 3.5.: Gruppenlaufzeit nach Entzerren

Gesamtentzerrer als Summe der Teilentzerrer

```

1 function [tau] = Tg( f, a, b ) % Parameter f: Frequenz von 25,5–27 GHz ;
2                               %           a:  $\alpha_n$ 
3                               %           b:  $\beta_n$ 
4 tau=zeros(500,1); % Gesamte  $\tau$ 
5 for kf=1:1:length(f)
6     for k=1:1:length(b)
7         tmp=2*a(k) / ((a(k))^2 + (f(kf)-b(k))^2)
8             +2*a(k) / ((a(k))^2 + (f(kf)+b(k))^2);
9         tau(kf)=tau(kf)+tmp;
10    end
11 end
12 end

```

Die Nachteil des Entzerrers ist, dass die gesamte Gruppenlaufzeit des Systems sich erhöht, d.h nach Überlagerung der 4 Teilentzerrer erhöht sich die Verzögerungszeit, allerdings nicht wesentlich.

3.2.3. Übertragungsverhalten des Entzerrers

Mit den im letzten Kapitel bestimmten Pol/Nullstellen des Entzerrers kann jetzt die Übertragungsfunktion ermittelt werden.

$$H(p) = \frac{(p^2 - 1.779p + 660.6) \cdot (p^2 - 1.338p + 679.7)}{(p^2 + 1.779p + 660.6) \cdot (p^2 + 1.338p + 679.7)} \cdot \frac{(p^2 - 1.303p + 699.4) \cdot (p^2 - 1.569p + 719.5)}{(p^2 + 1.303p + 699.4) \cdot (p^2 + 1.569p + 719.5)} \quad (3.7)$$

$$\text{hier } p = j2\pi f; \quad f \triangleq 1GHz$$

Im Bild 3.6 kann man direkt sehen, dass die Filterschaltung dämpfungsfrei ist ($A=0dB$) und im Phasengang sich die Phase von 24 GHz bis 28 GHz ändert.

Bisher wurde ein Gruppenlaufzeitentzerrer aus vier Allpässen 2. Grades untersucht. Jetzt

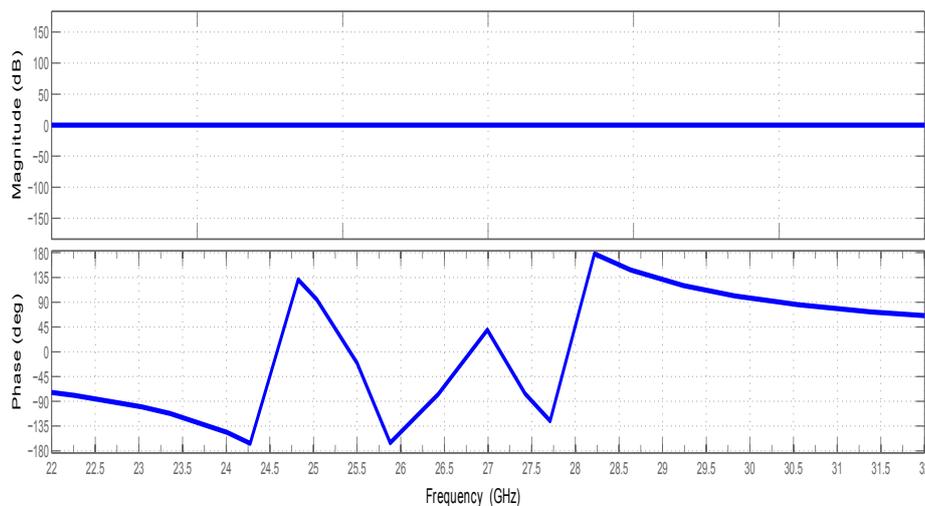


Bild 3.6.: Übertragungsverhalten des Entzerrers

wollen wir untersuchen, wie sich ein Entzerrer mit nur drei oder zwei Stufen verhält? Mit gleichen Verfahren werden die mit niedriger Ordnung ausgerechnet. (siehe Bild 3.7)

Daraus kann man sehen, dass beide nicht die Bedingung (max. 1,5 ns je 600 MHz) erfüllen. Obwohl ein dreistufiger Entzerrer mit Allpässen zweiten Grades die Spezifikation erfüllt, gibt es Probleme bei der Realisierung wegen der geforderten engen Toleranzen. Deswegen wird der Entzerrer vierstufig realisiert.

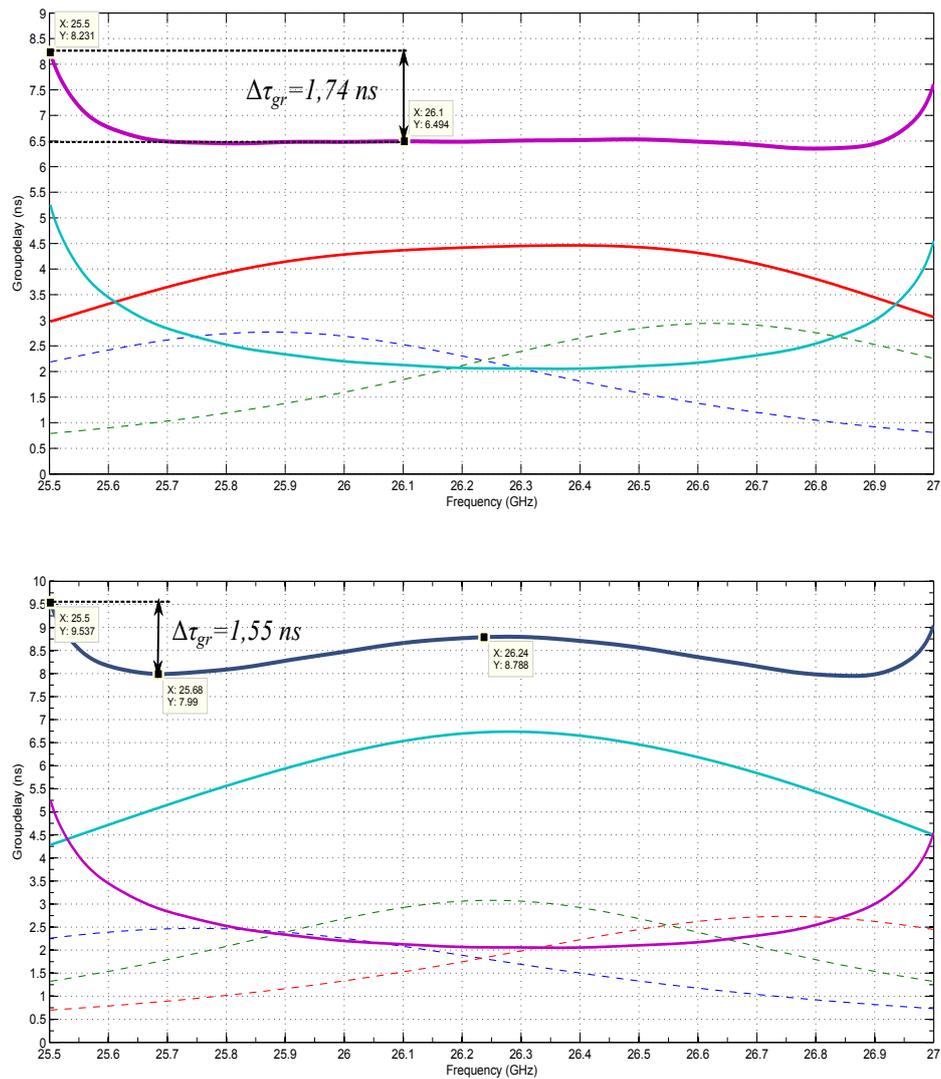


Bild 3.7.: Gruppenlaufzeitentzerrer mit zwei 2-Grad und mit drei 2-Grad

4. Grundlagen der Leitungstheorie

4.1. Leitungstheorie und Reflexionsfaktor

4.1.1. Leitungstheorie

Leitungen bestehen aus einem Hin- und einem Rückleiter. z ist die Koordinate längs der Leitung, wobei z das Leitungsende bildet, an dem eine Abschlußimpedanz \underline{Z}_L angeschlossen ist (Bild 4.1).

Zwischen beiden Leitern ist ein elektrisches Feld vorhanden, dem die Spannung $\underline{U}(z)$ ent-

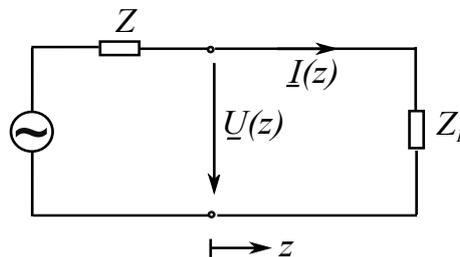


Bild 4.1.: Leitungersatzbild

spricht. Ein Magnetfeld erfüllt den Raum zwischen den Leitern bzw. die Umgebung. Diesem entsprechen die Leitungsströme $\underline{I}(z)$, die in den beiden Leitern entgegengesetzt gerichtet, sonst aber gleich sind. Spannungen und Ströme an den Leitungsorten z können als Summe von Spannungen bzw. Strömen je einer vom Generator zum Verbraucher hinlaufenden Welle $\underline{U}_h(z, t)$, $\underline{U}_r(z, t)$ und einer zum Generator zurücklaufenden (reflektierten) Welle $\underline{U}_r(z, t)$, $\underline{I}_r(z, t)$ dargestellt werden.

$$\begin{aligned}\underline{U}(z, t) &= \underline{U}_h \cdot e^{j\omega t - \gamma z} + \underline{U}_r \cdot e^{j\omega t + \gamma z}, \\ \underline{U}(z) &= \underline{U}_h \cdot e^{-\gamma z} + \underline{U}_r \cdot e^{+\gamma z} \\ \underline{I}(z, t) &= \underline{I}_h \cdot e^{j\omega t - \gamma z} + \underline{I}_r \cdot e^{j\omega t + \gamma z} \\ \underline{I}(z) &= \underline{I}_h \cdot e^{-\gamma z} + \underline{I}_r \cdot e^{+\gamma z}\end{aligned}\tag{4.1}$$

Die Größe γ aus Gleichung 4.1 wird als Ausbreitungskonstante bezeichnet und ist im allgemeinen Fall komplex. γ besitzt einen Real- und einen Imaginärteil $\gamma = \alpha + j\beta$. α wird als Dämpfungskonstante und β als Phasenkonstante bezeichnet. Bei verlustlosen Leitungen wird Dämpfungsfrei ($\alpha = 0$). Das Verhältnis der Amplitude von Spannung und Strom einer in einer Richtung laufenden Wellen wird als Wellenwiderstand Z_w der Leitung bezeichnet, also $Z_w = \frac{U_h}{I_h} = -\frac{U_r}{I_r}$.

4.1.2. Reflexionsfaktor

Ausgehend von den Beziehungen der vor- und rücklaufenden Welle, die in Kapitel 4.1.1 hergeleitet sind, und mit der Annahme von verlustlosen Leitungen $\gamma = j\beta, \alpha = 0$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} \underline{U}(z) &= \underline{U}_h \cdot e^{-j\beta z} + \underline{U}_r \cdot e^{+j\beta z} \\ Z_w \cdot \underline{I}(z) &= \underline{U}_h \cdot e^{-j\beta z} - \underline{U}_r \cdot e^{+j\beta z} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Man führt nun den Reflexionsfaktor $\Gamma(z)$ ein:

$$\Gamma(z) = \frac{\underline{U}_r(z)}{\underline{U}_h(z)} \quad (4.3)$$

damit gilt dann entsprechend:

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_w}{Z(z) + Z_w} \quad (4.4)$$

4.2. Netzwerktheorie

Bei Leitungen haben wir gefunden, dass die Lösung der dort auftretenden Wellengleichung als vor- und rücklaufende Wellen darstellbar ist.

4.2.1. Streuparameter und Zweitor

Normierungsparameter der Wellengrößen a, b

Es ist üblich, die zu- und ablaufenden Wellen an den Zugangstoren eines Bauelementes, zu normieren und zwar mit der Wurzel aus dem Wellenwiderstand der Anschlussleitung Z_0 . D.h

man führt als zu- ablaufende Wellen ein (Bild 4.2):

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{U_{hi}}{\sqrt{Z_0}} \\ b_i &= \frac{U_{ri}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

hier $Z_0 = Z_w$ (Bezugswiderstand).

Die Wellenleistung $P = \frac{1}{2} \cdot \frac{|U|^2}{Z_0}$ kann auch normiert werden, also $P = \frac{1}{2} \cdot |a|^2$.

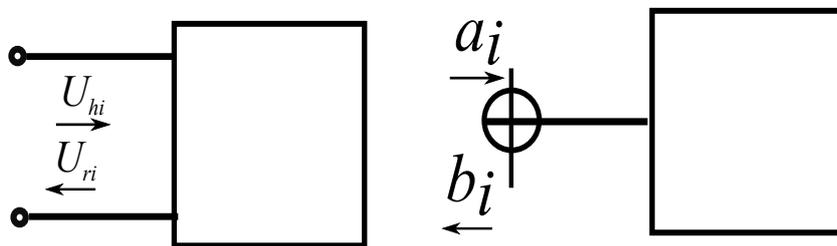


Bild 4.2.: Normierungsparameter mit 1-Tor

Charakterisierung eines Zweitors mit S-Parametern

Ein Zweitor beschreibt ein Netzwerk mit vier Anschlüssen, bei dem je zwei Anschlüsse zu einem so genannten Tor zusammengefasst werden (Bild 4.3). Ein Zweitor ist ein Spezialfall eines n-Tores. Der Eingangstor nennen wir 1, einlaufende Wellen a_i und der Ausgangstor 2, auslaufende Wellen b_i . Ein Zweitor kann durch S-Matrix beschrieben werden.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

S-Matrix (Streuparameter) dient zur Beschreibung des Verhaltens linearer elektrischer Kom-

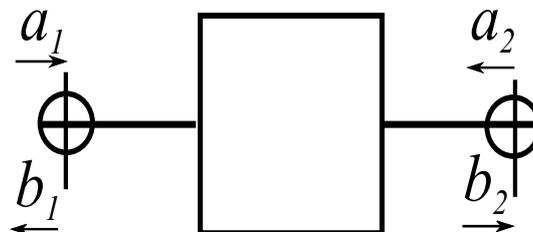


Bild 4.3.: Zweitor mit S-Parameter

ponenten und Netzwerke im Kleinsignalverhalten mittels Wellengrößen. Die S-Parameter

haben dabei folgende Bedeutung:[6]

Eingangsreflexionsfaktor S_{11} :

Reflexion am Eingang ohne Anregung an Tor 2: $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ bei $a_2 = 0$

Ausgangsreflexionsfaktor S_{22} :

Reflexion an Tor 2 ohne Anregung an Tor 1: $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ bei $a_1 = 0$

Vorwärts-Transmissionsfaktor S_{21} :

Vorwärts-Transmission ohne Anregung an Tor 2: $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$ bei $a_2 = 0$

Rückwärts-Transmissionsfaktor S_{12} :

Rückwärts-Transmission ohne Anregung an Tor 1: $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ bei $a_1 = 0$

4.2.2. Richtkoppler (4-Tor) [2]

Ein idealer Richtkoppler ist ein reziprokes verlustfreies Viertorgebilde mit jeweils zwei voneinander entkoppelten Toren ähnlich einer Brückenschaltung. In Bild 4.4 ist eine Richtkoppleranordnung, bestehend aus 2 kontinuierlich gekoppelten homogenen Leitungen skizziert. Dieser symmetrisch Koppler kann durch eine Streumatrix beschrieben werden.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & k & d & i \\ k & r & i & d \\ d & i & r & k \\ i & d & k & r \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$r = \text{Reflexion} \stackrel{!}{=} 0$.

$i = \text{Isolation} \stackrel{!}{=} 0$.

$k = \text{Kopplung}$

$d = \text{Durchgang}$

Bei einem idealen, also allseits angepassten, verlustfreien und weiterhin symmetrischen

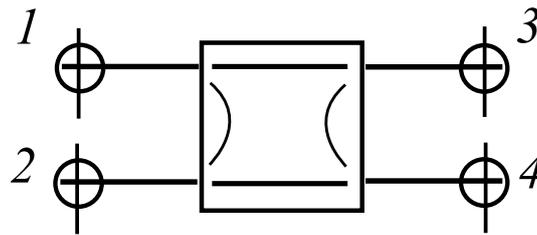


Bild 4.4.: Viertor

Koppler gelten $r = 0$ und $i = 0$. Zwischen dem Durchgangspfad und dem Kopplungspfad liegt bei der Anordnung eine Phasendifferenz von $\varphi = 90^\circ$ vor. Wegen Verlustfrei wird $|d| = \sqrt{1 - |k|^2}$. Man erhält die S-Matrix des idealen Richtkopplers zu:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = e^{-j\beta z} \cdot \begin{bmatrix} 0 & jk & \sqrt{1-k^2} & 0 \\ jk & 0 & 0 & \sqrt{1-k^2} \\ \sqrt{1-k^2} & 0 & 0 & jk \\ 0 & \sqrt{1-k^2} & jk & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

5. Grundlagen der Wellentheorie

5.1. Wellentypen[5]

In der Hochfrequenztechnik lassen sich bei der Untersuchung von Wellen in Wellenleitern verschiedene Wellentypen unterscheiden.

Es gibt Wellen, die weder eine elektrische noch eine magnetische Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung aufweisen. Man bezeichnet sie als transversale elektromagnetische Wellen (TEM-Wellen), bei denen die elektrischen und magnetischen Feldlinien vollständig in der transversalen Ebene liegen. Dieser Wellentyp findet sich bei Mehrdraht- und Koaxialleitungen und wird in der Literatur auch als LECHER-Welle bezeichnet. Auf die TEM-Wellen wird hier nicht näher eingegangen.

Ein weiterer Wellentyp sind Wellen mit einer elektrischen Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung. Diese heißen transversal magnetische Wellen (TM-Wellen), da die magnetische Feldstärke nur in der transversalen Ebene liegt. In der deutschen Literatur werden sie auch als E-Wellen bezeichnet.

Der dritte Wellentyp sind Wellen mit einer magnetischen Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung. Diese heißen transversal elektrische Wellen (TE-Wellen), da die elektrische Feldstärke nur in der transversalen Ebene liegt. Als H-Wellen findet man sie auch in der Literatur wieder.

Transversal elektrische Wellen (TE-Wellen) und transversal magnetische Wellen (TM-Wellen) sind typische Hohlleiterwellen. Ein Energietransport beim Hohlleiter ist erst oberhalb einer bestimmten Grenzfrequenz möglich. Diese ist abhängig von den Abmessungen des Hohlleiterquerschnitts.

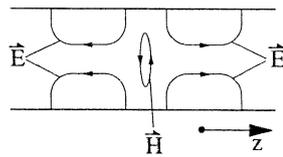
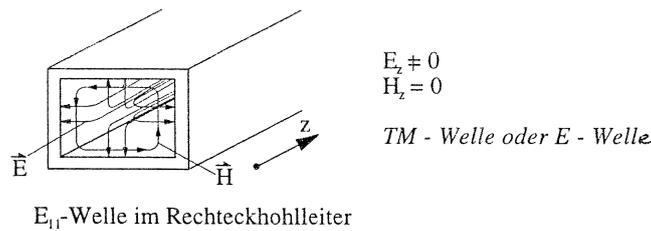
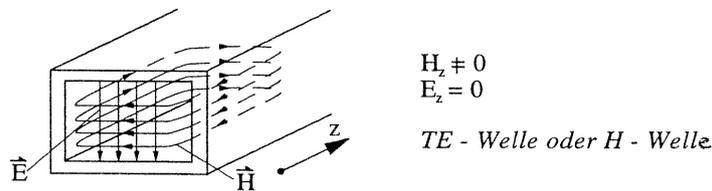


Bild 5.1.: E-Welle in einem Rechteckhohlleiter [5]

Bild 5.2.: H₁₀-Welle in einem Rechteckhohlleiter [5]

5.2. Rechteckhohlleiter [7]

5.2.1. Einführung

Im Frequenzbereich über etwa 1000 MHz weisen koaxiale Leitungen bei der Übertragung von hohen Leistungen (z.B. Sendesignale) eine Reihe von erheblichen Nachteilen, wie hohe Dämpfung und geringe Überschlagsfestigkeit, auf. Sind die Nachteile bei leistungsschwachen Signalen noch akzeptabel, führen sie im Hochleistungsbereich zu nicht tolerierbaren Verlusten.

Die Verluste entstehen zunächst durch Stromfluss in den elektrischen Leitern und nehmen mit steigender Übertragungsfrequenz erheblich zu (Skinneffekt). Weitere Verluste treten im Dielektrikum auf. Die Überschlagsfestigkeit wird durch den geringen räumlichen Abstand zwischen Innen- und Außenleiter stark begrenzt.

Zur Vermeidung der geschilderten Nachteile, werden in Radar-Anlagen zur Übertragung leistungsstarker HF-Signale Hohlleiter eingesetzt. Hohlleiter sind metallische Rohre mit rundem, elliptischem oder rechteckigem Querschnitt, wobei der rechteckige Hohlleiter am häufigsten

eingesetzt wird.[7]

Signale können sich aber erst ab einer bestimmten Frequenz im Hohlleiter ausbreiten. Diese

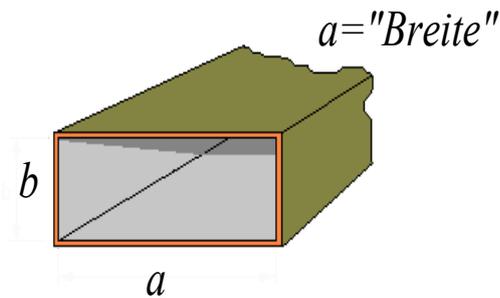


Bild 5.3.: Abmessungen eines Rechteckhohlleiters

Frequenz ist von den Abmessungen des Hohlleiters, speziell von der Breite a , abhängig. Ausbreitungsbedingungen bestehen, wenn die Wellenlänge des Signals kleiner als die sogenannte Grenzwellenlänge λ_g wird. Die Grenzwellenlänge für den Grundwellentyp H_{10} rechteckförmiger Hohlleiter ergibt sich aus der Formel:

$$\lambda_g = 2 \cdot a \quad \text{hier: } \lambda_g = \text{Grenzwellenlänge;} \\ a = \text{Breite des Hohlleiters.} \quad (5.1)$$

$$f_g = \frac{c_0}{\lambda_g} = \frac{c_0}{2a} \quad \text{mit } \lambda = \frac{c_0}{f} \quad (H_{10} - \text{Mode})$$

Allgemein gilt für die kritische Wellenlänge(Grenzwellenlänge) eines H_{nm} -Wellentyps für

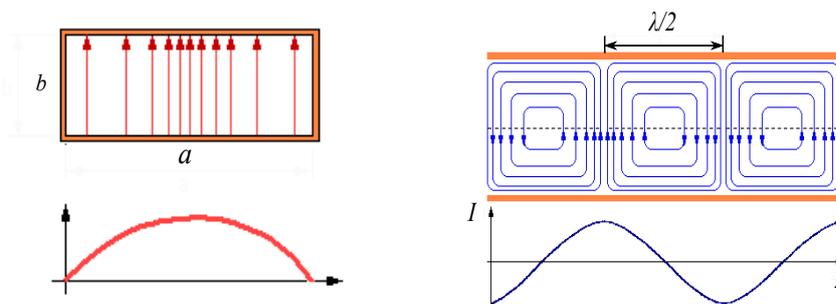


Bild 5.4.: E-Feld (H_{10} Modus) und H-Feld im Hohlleiter(Draufsicht Momentaufnahme)[7]

Hohleiter mit Rechteckquerschnitt mit Luftfüllung:

$$\lambda_g = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (5.2)$$

Dabei sind a und b die Seitenlängen des Rechtecks. Die Indizes der zugehörigen Wellen sind m und n . Diese sind ganze Zahlen. Wenn einer der Indizes gleich Null ist, bedeutet es, dass z.B für die H_{10} -Welle das λ_g unabhängig von der Seite b ist. Somit folgt:

$$\lambda_g = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{0}{b}\right)^2}} = 2a \quad \text{wie Gl. 5.1} \quad (5.3)$$

Hochfrequente Energie, die in einen Hohleiter eingespeist wird, baut im Innern eine elektromagnetische Welle mit E- und H- Feld auf. Diese elektromagnetische Welle breitet sich mit nahezu Lichtgeschwindigkeit in dem Hohleiter aus.

Der Feldwellenwiderstand Z_F eines Hohleiters kann auf den Feldwellenwiderstand des freien Raumes $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \simeq 120\pi\Omega$ bezogen werden. Für einen beliebigen Querschnitt gilt für H-Wellen:

$$Z_F = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2}} \quad (5.4)$$

$\lambda_0 =$ Freiraumwellenlänge

Dabei ist die Hohleiterwellenlänge λ_H stets größer als die Freiraumwellenlänge λ_0 .

$$\lambda_H = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2}} \quad (5.5)$$

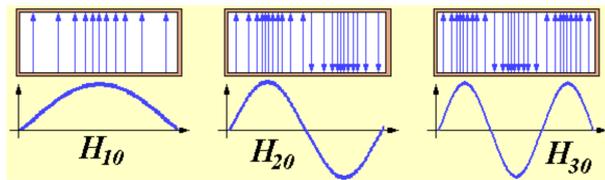


Bild 5.5.: Hohlleiterquerschnitte mit E-Feld bei verschiedenen Ausbreitungsmoden

Es folgt noch ein kurzer Überblick über andere magnetische Wellentypen (H_{mn}). Für eine in z -Richtung fortschreitende H_{mn} Welle existieren im Allgemeinen folgende Beziehungen [5]:

$$\begin{aligned}
 H_x &= -\underline{A} \cdot \frac{m}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot e^{-j\beta z} \\
 H_y &= -\underline{A} \cdot \frac{n}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot e^{-j\beta z} \\
 H_z &= j\underline{A} \cdot \frac{2\lambda_H}{\lambda_g^2} \cdot \frac{m}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot e^{-j\beta z} \\
 E_x &= -\underline{A} \cdot Z_F \cdot \frac{n}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot e^{-j\beta z} \\
 E_y &= \underline{A} \cdot Z_F \cdot \frac{m}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cdot e^{-j\beta z} \\
 E_z &= 0
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Es ist ratsam, die Maße des Hohlleiters so zu wählen, dass sich die Energie nur in dem gewünschten Mode ausbreiten kann. Ist der Hohlleiter z.B. so breit und die Frequenz so hoch, so dass sich die Energie schon im H_{20} - Mode ausbreiten kann, treten eine Vielzahl von Problemen auf, da sich z. B. Ein- und Auskopplungen nun nicht mehr im Maximum des Feldes befinden.

Die Ausbreitungskonstante γ_h eines verlustfreien Hohlleiters ist:

$$\gamma_h = j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g}\right)^2} = j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_g}{f}\right)^2} \tag{5.7}$$

(Für $f > f_g$ ist imaginär, so dass eine Wellenausbreitung möglich ist. (siehe Bild 5.6))

5.2.2. Hohlleiterverbindungen

Ein Hohlleitersystem wird in den seltensten Fällen aus einem Stück gefertigt. Es ist also fast immer eine Verbindung der einzelnen Elemente notwendig. Man unterscheidet hierbei drei

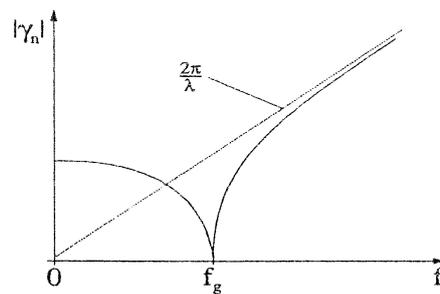


Bild 5.6.: Darstellung der Hohlleiterausbreitungskonstante [5]

Hauptarten[7]:

- ***Feste Verbindung***

Die feste Verbindung wird bei der Fertigung vorgenommen. Die Hohlleiterabschnitte werden bis auf einige tausendstel Millimeter genau zusammengefügt und verlötet. Damit wird eine luftdicht abgeschlossene und spiegelglatte Verbindung erreicht.

- ***Halbfeste Verbindung***

Müssen die Hohlleiterabschnitte zur Durchführung von Wartungs- und Reparaturarbeiten demontierbar sein, so wird eine halbfeste Verbindung verwendet.

- ***Drehbare Verbindung***

In Fällen, in denen die Energie von einem feststehenden zu einem rotierenden Teil der Anlage (z.B. zur Antenne) übertragen werden soll, verwendet man runde Hohlleiter.

Die Verbindungsstücke müssen einen reflexionsfreien Übergang von einem Hohlleiterabschnitt zum anderen und damit kleinstmögliche Verluste an der Übergangsstelle gewährleisten. Kleinste Unregelmäßigkeiten an der Verbindungsstelle können erhebliche Verluste bewirken.

5.2.3. Hohlleiterblenden

Hohlleiterblenden werden oft zur Korrektur einer Fehlanpassung und zur Verhinderung von schädlichen Reflexionen vorgenommen. Solche Blenden werden auch "Iris" genannt und wirken entweder induktiv, kapazitiv oder resonant.

Eine induktive Iris und das dazugehörige Ersatzschaltbild werden in der Bild 5.7 Grafik A gezeigt. Die Iris stellt einen Nebenschluss im Hohlleiter dar, der umgekehrt proportional zu der Größe der verbliebenen Öffnung ist. Die Flanke der induktiven Iris befindet sich senkrecht zu dem Magnetfeld.

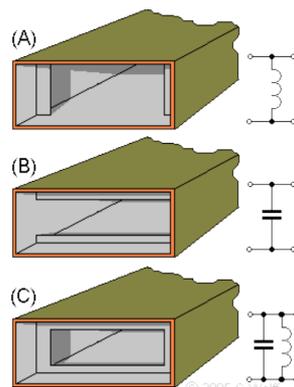


Bild 5.7.: Hohlleiterblenden

Der Nebenschluss einer kapazitiven Iris (Bild 5.7 Ansicht B) wirkt ebenso. Wieder ist die Kapazität umgekehrt proportional zu der Größe der verbliebenen Öffnung, aber die Flanke der Iris befindet sich senkrecht zum elektrischen Feld.

Die Iris der Ansicht C beeinflusst sowohl das magnetische als auch das elektrische Feld und bildet so einen Parallelschwingkreis im Hohlleiter. Bei der Resonanzfrequenz wirkt dieser als Ohmscher Widerstand. Unterhalb der Resonanzfrequenz wirkt dieser Schwingkreis als Induktivität, oberhalb als Kapazität. Leitfähige Pfosten und Schrauben können ebenfalls zur Abstimmung verwendet werden.

5.2.4. Verzweigungsschaltungen mit Hohlleitern

Oft wird die durch einen Hohlleiter transportierte Energie nicht nur an einem Verbraucher benötigt, sondern an mehreren Endgeräten. Dazu verwendet man sogenannte Hohlleiterverzweigungen.

- ***H- oder Parallelverzweigung***

Zuerst wird nebenstehender Aufbau betrachtet. Diese Verzweigung wird H- oder Parallelverzweigung genannt. Das H-Feld erreicht die Verzweigung und teilt sich auf beide Zweige in Verhältnis der Endbelastung auf. Die E-Feldlinien wandern phasengleich in beide Richtungen.

- ***E- oder Serienverzweigung***

In der E- oder Serienverzweigung teilt sich der Energiefluss in beide Richtungen mit 180° Phasenunterschied auf. Das Ersatzschaltbild macht deutlich, dass diese Verzwei-

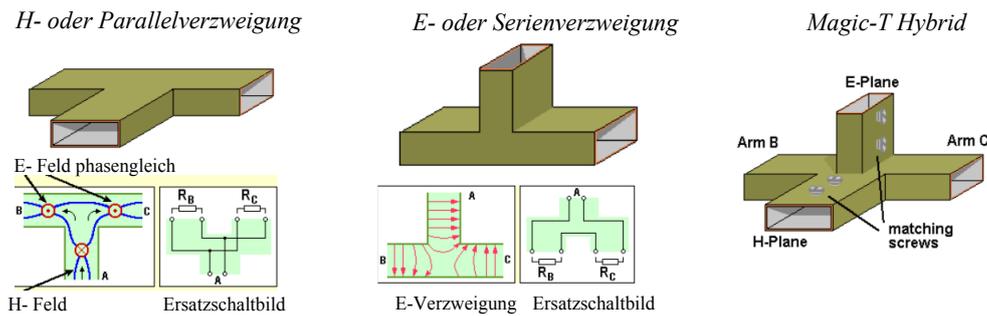


Bild 5.8.: Verzweigungsschaltungen [7]

gungsart zu gleichem Strom, aber unterschiedlichen Spannungen an den Verzweigungen führt.

- **Magic - T**

Die Kombination aus Serien- und Parallelverzweigung nennt man Magic - T (Hybrid - T). Wird mit Hilfe der Kompensationsschrauben die Anpassung erreicht, so kann keine Energie vom H-Eingang in den E-Eingang gelangen und umgekehrt. Die Ausgänge B und C jedoch beinhalten die Summe aus beiden Eingängen. Dieser Schaltungsbaustein wird zur Frequenzmischung, für Messzwecke und bei Monopulsantennen verwendet.

5.3. Entwurfsmöglichkeiten des Gruppenlaufzeitentzerrers

Das berechnete Allpassfilter kann nicht direkt mit einem Bandpassfilter gekoppelt werden. d.h der Entwurf muss mit einem Hohlleiterkoppler realisiert werden. Dazu muss man die Struktur des Hohlleiterkopplers auswählen.

Für die Realisierung eines solchen Netzwerks in Hohlleitertechnik gibt es verschiedene Möglichkeiten. In Bild 5.9 werden drei Ausführungsformen vorgestellt; in allen wird die Reflexionsdämpfung eines am Ende kurzgeschlossenen Resonatorfilters zur Phasentzerrung verwendet. Allerdings sind Zirkulatorentzerrer und T-Entzerrer in der Praxis nicht einfach zu realisieren. Deshalb wählen wir hier 3dB-Koppler Entzerrer zur Realisierung des Gruppenlaufzeitentzerrers.

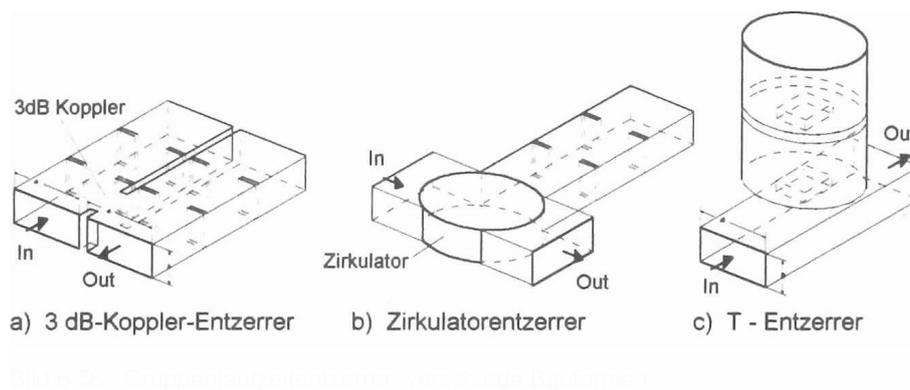


Bild 5.9.: Gruppenlaufzeitentzerrer: verschiedene Bauformen[8]

5.4. 90° Hohlleiterkoppler (3dB)

Hohlleiterkoppler gehören zu den Richtkopplern. Das sind passive, symmetrische und verlustlose Viertore, die die Eigenschaft haben, ein Eingangssignal an einem der vier Tore immer nur zu zwei anderen Toren weiter zu geben. In dieser Arbeit schien der 90° 3dB-Hybrid Koppler eine geeignete Lösung des Problems zu sein. Dafür werden die Hohlleiter so angeordnet, dass sich zwei Seitenflächen berühren, diese werden durch eine Öffnung verbunden. Dabei besteht der Koppler aus zwei parallelen, verlustlosen, homogenen Rechteckhohlleitern, die schmalseitig gekoppelt werden. Zwischen beiden Hohlleitern ist die Trennwand auf einer bestimmten Strecke unterbrochen, je nach Größe des “Koppellochs”.

Das Prinzip des 3-dB Hybrid Kopplers ist im Kapitel Richtkoppler (Kapitel 4.2.2) beschrieben. Hier wird die Struktur erweitert. Tor 3 und 4 werden jeweils mit einem Reflexionsallpassfilter beschaltet, um die Gruppenlaufzeit des Bandpassfilters zu entzerren. (siehe Bild 5.10). Jetzt wollen wir untersuchen, wie der ganze Entzerrer funktioniert und was das Übertragungsverhalten des Entzerrers ist. Mit den Torbezeichnern aus Bild 5.10 erhält man die S-Matrix des Kopplers (vgl. Gl. 4.2.2 zu

$$[S] = \begin{bmatrix} r & i & d & k \\ i & r & k & d \\ d & k & r & i \\ k & d & i & r \end{bmatrix} \cdot e^{-j\beta\Delta l} \quad (5.8)$$

Δl berücksichtigt zusätzliche elektrische Längen an den Zuleitungen zum Koppler

Wir nehmen jetzt an, der symmetrische Koppler sei.

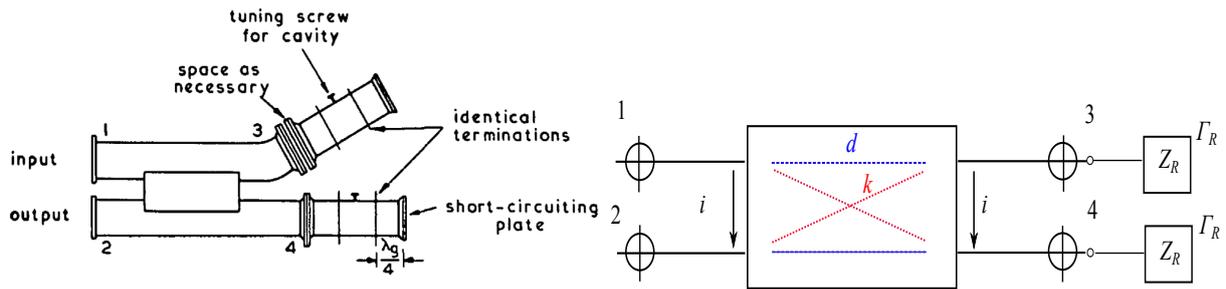


Bild 5.10.: 3dB-Koppler[9]

ideal:

- a) allseitig angepasst $r = 0$
- b) perfekte Isolation $i = 0$
- c) verlustfrei $|r|^2 + |d|^2 + |i|^2 + |k|^2 = 1$.

Es folgt $|d|^2 + |k|^2 = 1$ (aus a) und b))

und **3dB** Übertragungsverhalten:

$$3\text{dB} \triangleq |k| = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ mit } |d|^2 + |k|^2 = 1, \text{ also } |d| = |k| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

weiter folgt aus Verlustfrei: $\varphi_k - \varphi_d = \pm 90^\circ$ ($k = jd$)

Die S-Matrix des Kopplers jetzt kann mit $k = jd$ beschrieben werden:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & d & jd \\ 0 & 0 & jd & d \\ d & jd & 0 & 0 \\ jd & d & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot e^{-j\beta\Delta l} \quad (5.9)$$

Nach Beschaltung von Tor 3 und Tor 4 mit dem Reflexionsfilter ($\Gamma_R(f)$)

ist:

$$a_3 = \Gamma_R \cdot b_3 \quad a_4 = \Gamma_R \cdot b_4 \quad (5.10)$$

Es entsteht ein neues Zweitor mit dem Übertragungsfaktor:

$$T_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (5.11)$$

mit $a_2 = 0$ gilt:

$$\begin{aligned}
b_2 &= i \cdot a_1 + r \cdot a_2 + k \cdot a_3 + d \cdot a_4 \\
&= 0 + 0 + jd \cdot a_3 + d \cdot a_4 \\
&= jd \cdot \Gamma_R \cdot b_3 + d \cdot \Gamma_R \cdot b_4
\end{aligned} \tag{5.12}$$

$$\begin{aligned}
b_3 &= d \cdot a_1 + k \cdot a_2 + r \cdot a_3 + i \cdot a_4 \\
&= d \cdot a_1 + 0 + 0 + 0 \\
&= d \cdot a_1
\end{aligned} \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned}
b_4 &= k \cdot a_1 + d \cdot a_2 + i \cdot a_3 + r \cdot a_4 \\
&= jd \cdot a_1 + 0 + 0 + 0 \\
&= jd \cdot a_1
\end{aligned} \tag{5.14}$$

damit:

$$\begin{aligned}
b_2 &= jd \cdot \Gamma_R \cdot d \cdot a_1 + d \cdot \Gamma_R \cdot jd \cdot a_1 \\
&= 2jd^2 \cdot \Gamma_R \cdot a_1 \\
T_{21} &= 2jd^2 \cdot \Gamma_R
\end{aligned} \tag{5.15}$$

Mit Annahme $d = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (reell):

$$T_{21} = j \cdot \Gamma_R \tag{5.16}$$

Die Rechnung sollte wie folgt begründet werden:

1. Die Übertragungsfunktion des Entzerrers wird als Reflexionsfaktor $\Gamma_R(f)$ realisiert.
2. Zwei identische Entzerrer-Reflexionsfilter werden an den beiden Toren 3 und 4 eines Richtkopplers angeschaltet.
3. Der ideale Richtkoppler wandelt die Reflexionsübertragungsfunktion des Entzerrers in eine Transmissionübertragungsfunktion $T_{21}(f) = j \cdot \Gamma_R(f)$ um.

Aus der Übertragungsfunktion kann man sehen, dass 3dB-Koppler mit 90° (Faktor j) Phasen hat. Im Bild 5.11 steht das 3D-Entwurfszeichnung des geplanten 3dB-Kopplers im μ Wave

Wizard.

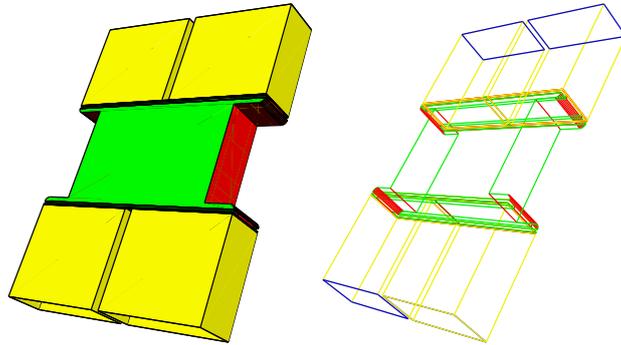


Bild 5.11.: 3dB-Koppler [4]

6. Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers

6.1. Vorbereitung für Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers

Die Struktur des 3dB Hybrid Kopplers im K-Band wird aus dem schon vorhandenen Modul (1,2-1,8 GHz) (Bild 6.1) aus der Masterarbeit von Antje Kühborn[10] durch Skalierung entwickelt. Die skalierten Werte werden als Näherungswerte in μ Wave Wizard noch optimiert, d.h es wurden viele Rechnungen am Computer durchgeführt. Im Bild 6.2 zeigt die Skizze des 3dB Kopplers von Frau Kühborn; die genaue technische Zeichnung kann dem Anhang A.1 entnommen werden.

Die Abmessungen von Hohlleitern sind genormt. Einige Rechteckhohlleiter wie z.B. $R32$, $R48$,

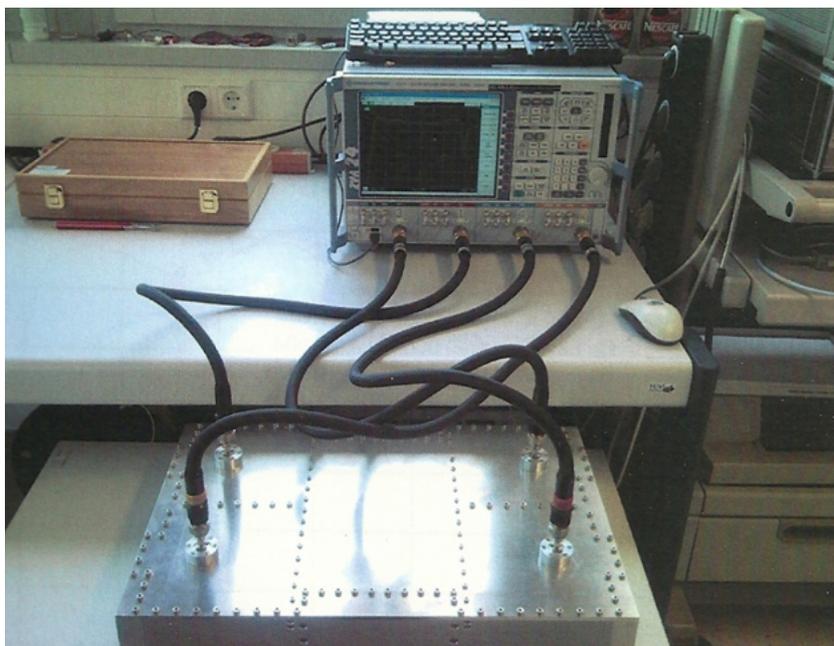


Bild 6.1.: 3dB Koppler (1,2-1,8 GHz) [10]

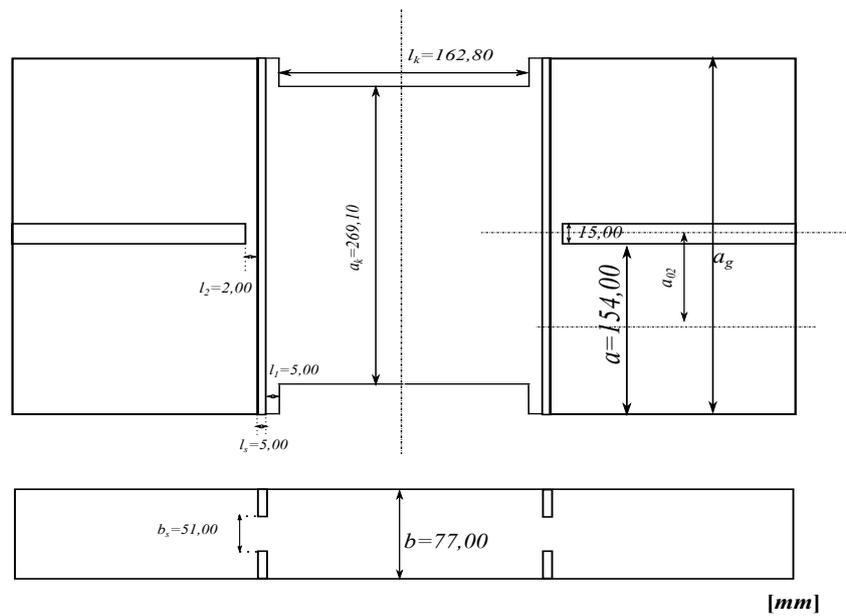


Bild 6.2.: Skizze des 3dB Kopplers (1,2-1,8 GHz)

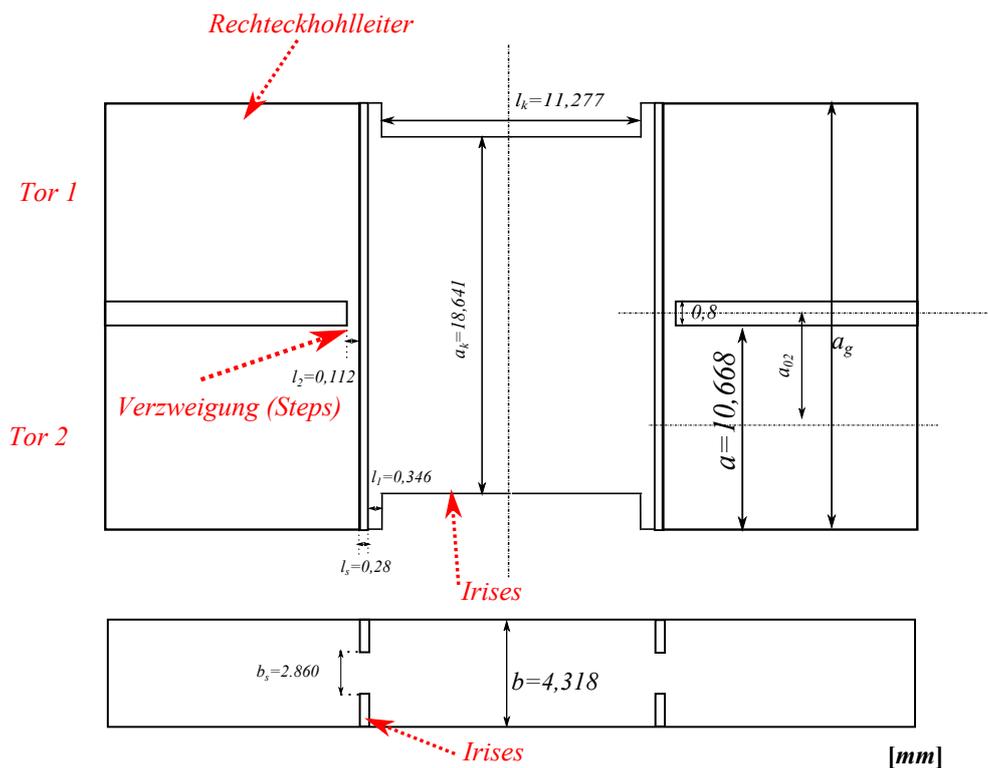


Bild 6.3.: Skizze des 3dB Kopplers (25,5-27 GHz)

$R70$, $R84$, $R100$ und $R220$ werden seit geraumer Zeit verwendet und haben nicht das genaue Seitenverhältnis $b/a = 0,5$. Aus den Normen der Rechteckhohlleiter ist zu ermitteln, dass bei narrow K-Band 25,5-27 GHz die Bezeichnung $R220$ benutzt wird. Dies bedeutet, dass die Innenmaße von Rechteckhohlleiter $a = 10,668$ mm und $b = 4,318$ mm betragen. [2]

Die Faktoren zur Skalierung der Schaltung können daraus berechnet werden. Für die Breite a wird mit der Formel: $c_a = 154,00/a = 14,436$ und für die Höhe b mit der Formel: $c_b = 77,00/b = 17,832$ skaliert. Nach der Berechnung neuer Werte wurde den Maßen nach eine neue Skizze des 3dB Kopplers erstellt. (siehe Bild 6.3)

6.2. Simulation des 3dB Hybrid Kopplers in μ Wave Wizard

6.2.1. Einführung

Der komplette Koppler, welcher im Bild 6.3 dargestellt ist, wurde in dem Programm μ Wave Wizard entworfen. Da der Koppler symmetrisch ist, muss nur noch die Hälfte der Schaltung betrachtet werden. Aus Symmetriegründen reicht es, wenn man die Struktur spiegelt. Im Bild 6.4 sind die Tore 1 und 2 abgebildet. Wie bereits erwähnt, wurden die Tore 3 und 4 aus Symmetriegründen in der späteren Schaltung gespiegelt. Bei der elektromagnetischen Simulation müssen jedoch alle Tore einbezogen werden.

Die jeweiligen vorberechneten Parameter der Bauelemente werden in Bild 6.5 dargestellt.

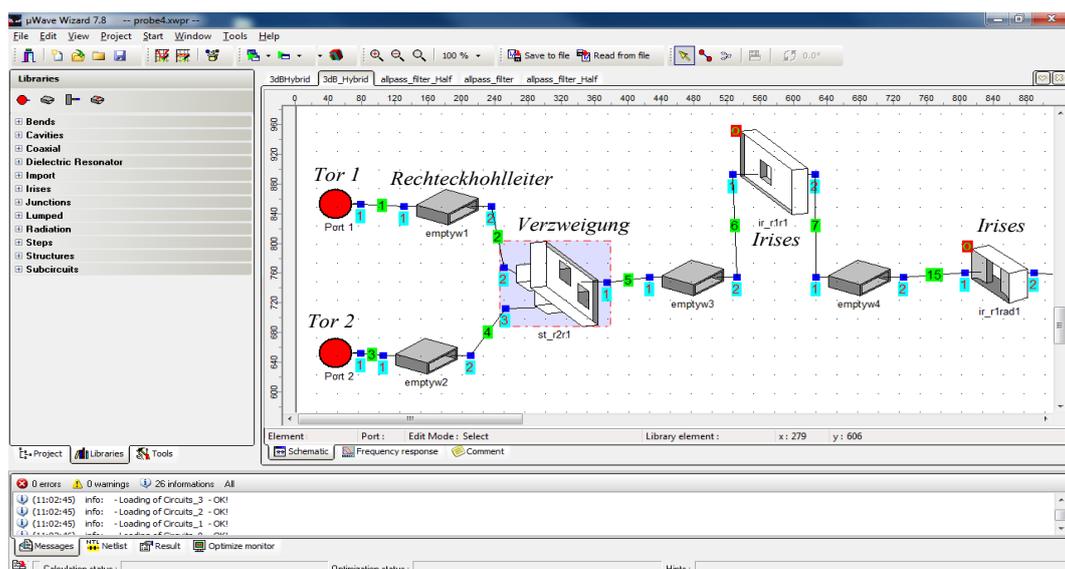


Bild 6.4.: Hälfte des 3dB Kopplers (25,5-27 GHz)

Da der 3dB Koppler symmetrisch ist, ergeben sich die selben Parameter auch für die andere Seite. Im Bild 6.6 ist der komplette 3dB Koppler mit dem Programm μ Wave Wizard visualisiert.

name	type	value	min	max	comment
ak	opt	18.641	14.00	20.00	
lk	opt	11.277	8.00	13.00	
ls	var	0.28	0.00	0.50	
bs	opt	2.86	2.30	3.30	
l1	opt	0.346	0.20	0.70	
l2	var	0.112	-0.05	0.05	
a	var	10.668	8.20	9.07	
b	var	4.318	4.10	4.53	
a02	var	5.734	0.38	0.42	
ag	var	22.136	-0.05	0.05	

Bild 6.5.: Parameter des 3dB Kopplers

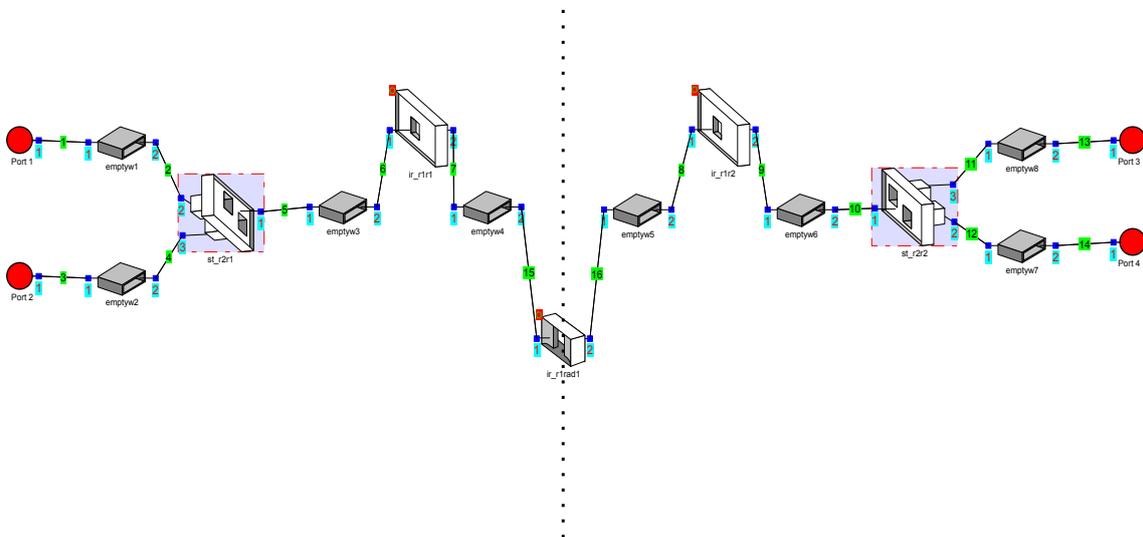


Bild 6.6.: Entwurf des 3dB Kopplers

6.2.2. Optimierung

Nach der Theorie des idealen Kopplers sollte gelten, $S_{31} = S_{41} = 1/\sqrt{2}$ (3dB) und $S_{11} = 0$. Die erste Simulation des skalierten modells zeigt größere Unterschiede zwischen S_{41} und S_{31} . Außerdem liegt der Arbeitsbereich des Kopplers mit 21-23 GHz zu niedrig (soll: 25,5-27GHz).

Aus diesem Grund sollte der Koppler optimiert werden. Die optimierten Parameter sind im Bild 6.5 als *opt* (optimierte Parameter) dargestellt. Einige Parameter z.B Hohlleitermaße a, b müssen jedoch konstant bleiben und sind somit als *var* (const. Variable) fest definiert.

Die optimierten Einstellungen sind in dem Bild 6.8 aufgeführt. Dabei sollen die Streu-

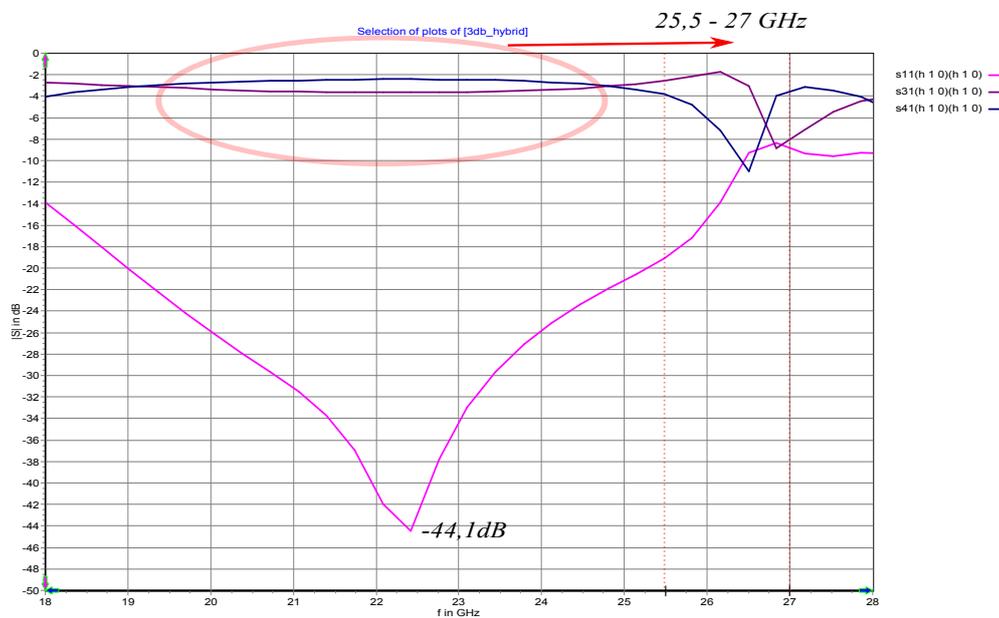


Bild 6.7.: Kurven des 3dB Kopplers vor Optimierung

parameter S_{31}, S_{41} in dem Frequenzbereich 25,5 bis 27 GHz -3 dB entsprechen. Um dieses Ergebnis zu erreichen, wurden die beiden Parameter mit gleichen Gewicht optimiert.

Das Optimierungsverfahren wurde mit den angegebenen Werten in μ Wave Wizard durchgeführt. Nach 20 Minuten Rechenzeit kommen die optimierten Kurven im Bild 6.9 und 6.10 heraus. Die Kurvenverläufe entsprachen annähernd unseren Vorstellungen. Die optimierten Parameter wurden im Bild 6.11 visualisiert. Zu sehen ist die Phasenverschiebung der beiden Kurvenverläufe um -90° und die Dämpfung um -3 dB.

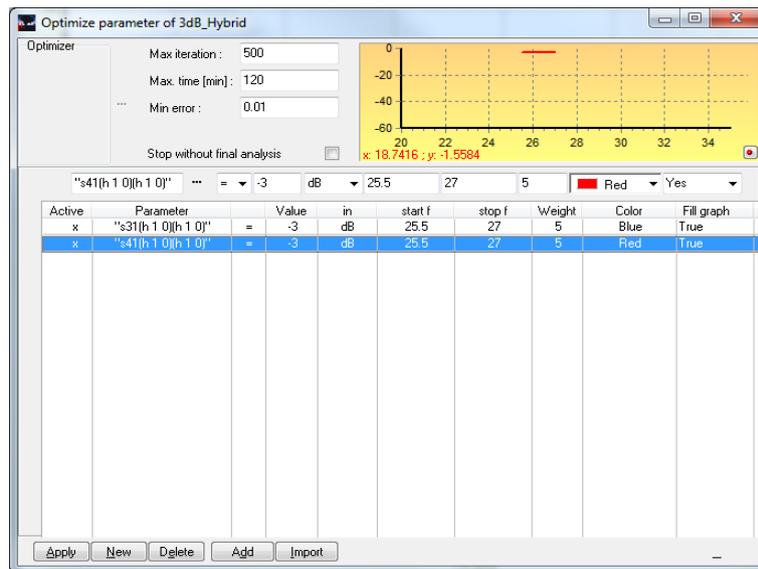


Bild 6.8.: Einstellung der Optimierung

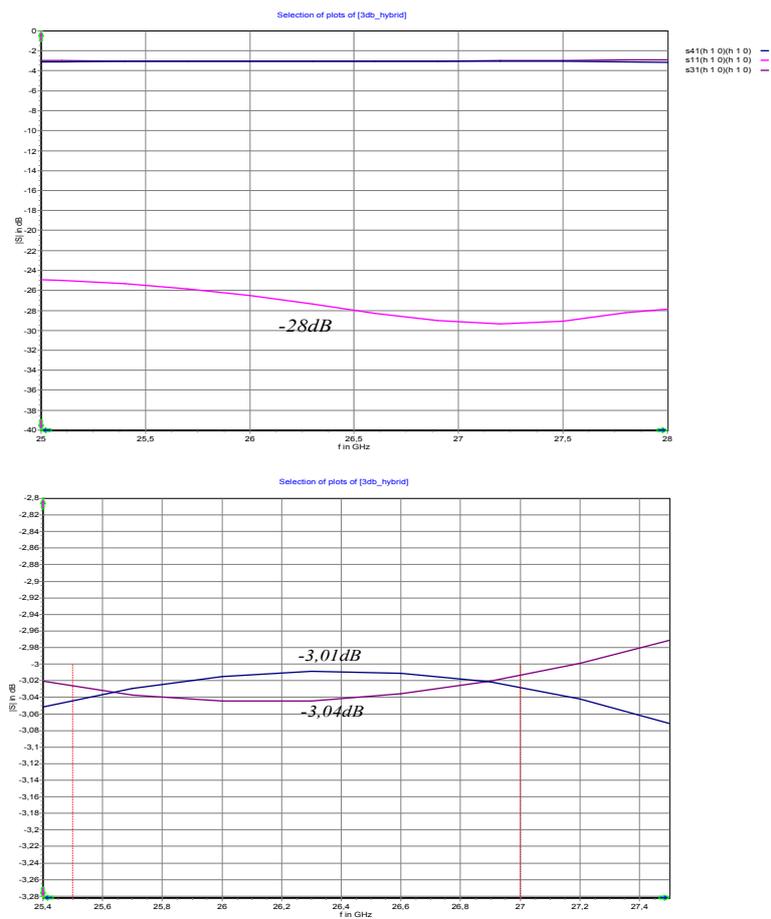


Bild 6.9.: Kurven des 3dB Kopplers nach der Optimierung (Amplitudengang)

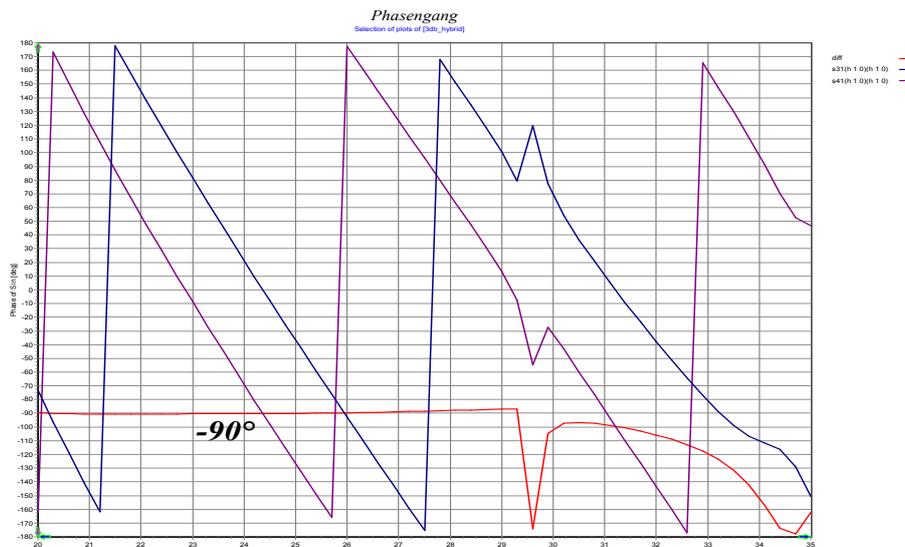


Bild 6.10.: Kurven des 3dB Kopplers nach der Optimierung (Phasengang). Die Phasendifferenz S_{31}/S_{41} ist rot dargestellt

name	type	value	min	max	comment
ak	opt	16.0577664093200128	14.00	20.00	
lk	opt	10.1089178899685408	8.00	13.00	
ls	var	0.28	0.00	0.50	
bs	opt	2.64609904289245568	2.30	3.30	
l1	opt	0.00001	0.00	0.70	
l2	var	0.112	-0.05	0.05	
a	var	10.668	8.20	9.07	
b	var	4.318	4.10	4.53	
a02	var	5.734	0.38	0.42	
ag	var	22.136	-0.05	0.05	

Bild 6.11.: Optimierte Parameter des 3dB Kopplers

6.3. Mechanischer Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers in Autodesk Inventor

6.3.1. Einführung in den mechanischen Entwurf

Inventor ist eine auf Modellierungselementen aufbauende, parametrische 3D-CAD-Software von dem Unternehmen Autodesk. Damit können räumliche Modelle erzeugt werden. Dabei werden sämtliche Modellerschritte (Elemente) und alle zugehörigen Maße (Parameter) einzeln gespeichert. Somit lassen sich die Modelle (3D) und Zeichnungen (2D) auch nachträglich durch Veränderung der Eingabewerte gezielt und kontrolliert beeinflussen. Dieses Prinzip gilt auch für die Baugruppen. Eine Modellierungsmethode beinhaltet, sämtliche Einzelteile als eigene Teile zu modellieren. Dann werden sie in einer Baugruppe unter Zuhilfenahme sogenannter

nannter Abhängigkeiten zusammengefügt. Die Flächen, Achsen, Punkte und Linien können in Abhängigkeit zu einander verknüpft werden und damit Bewegung und Position zueinander eingeschränkt oder fixiert werden. Wenn sich die Geometrie eines Teiles der Baugruppe ändert, dann ändern sich auch alle von diesem Teil abhängig gemachten Teile. Es ist auch möglich, Bauteile direkt in einer Baugruppe zu modellieren. Inventor wurde speziell für die mechanische Konstruktion konzipiert. Die Software beinhaltet ein 3D-Modellierpaket mit der Möglichkeit, parametrische 3D-Modelle und 3D-Baugruppen zu erstellen. Davon lassen sich 2D-Zeichnungen ableiten und Animationen erstellen. [10]

6.3.2. Entwurf des 3dB Hybrid Kopplers

Der Entwurf wird mit den optimierten Werten durchgeführt. Da die Struktur symmetrisch ist, reicht es sich nur mit der Hälfte zu betrachten, dann kann dieser Entwurf einfach gespiegelt werden. Bis auf die Gewindebohrungen sind Ober- und Unterteil identisch. Die 3D-Abbildung ist im Bild 6.12 dargestellt. Die detaillierte technische Zeichnung des Werkstücks befindet sich im Anhang A.2. Nach Fertigungsarbeit im Werkstatt stehen die Bauelemente vom 3dB Hybrid Koppler im Bild 6.13.

Nach dem genauen Entwurf des Kopplers wurde dieser auf seine Hochfrequenz-Eigenschaften überprüft. Da der Koppler nicht groß ist, wurde zusätzlich ein Testadapter entworfen. Dieser Adapter besteht aus zwei verlängerten gekrümmten Hohlleitern. Der Radius des Hohlleiters muss 5 mal größer als die der Hohlleiterbreite b sein, damit die Reflexionen so gering wie möglich gehalten werden. Die 3D-Skizze ist im Bild 6.14 dargestellt. Die ausführliche technische Zeichnung befindet sich im Anhang A.3.

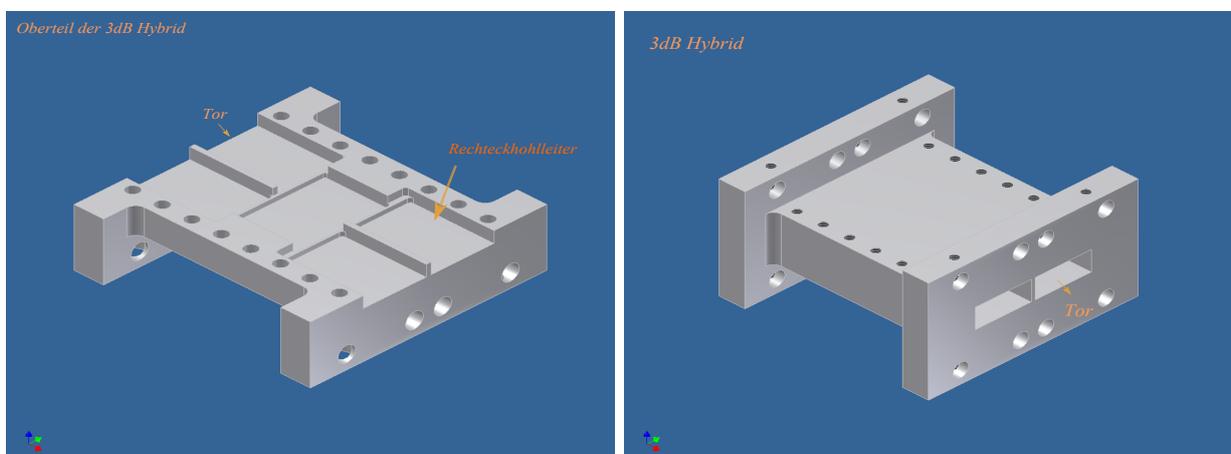


Bild 6.12.: 3D-Sizze des 3dB Kopplers

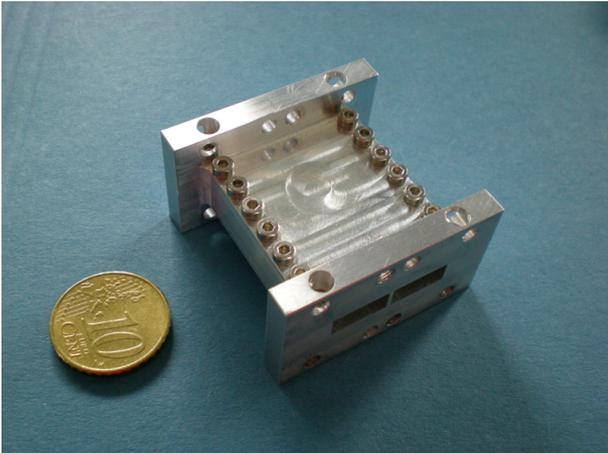


Bild 6.13.: 3dB Hybrid Koppler

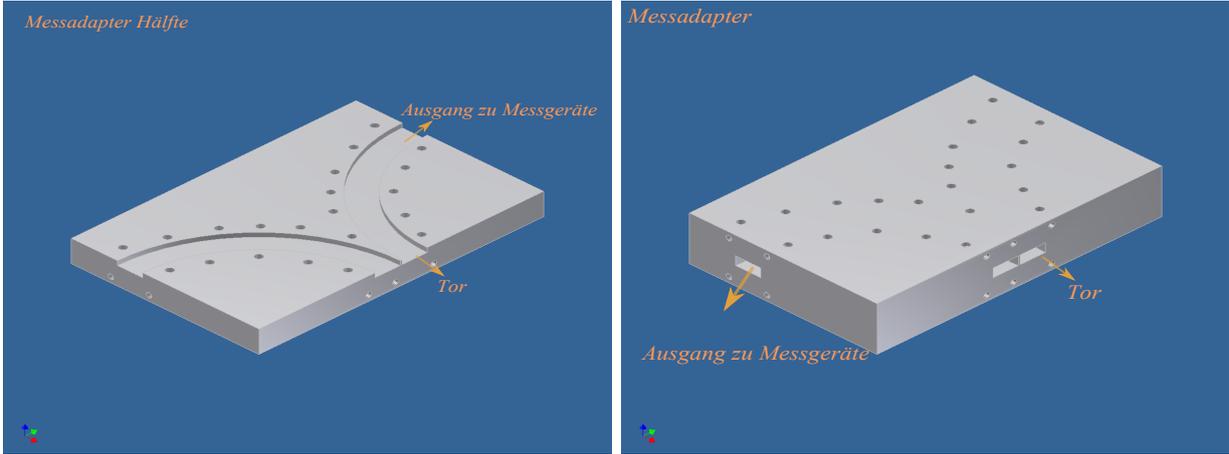


Bild 6.14.: 3D-Sizze des Adapters

7. Entwurf des Allpassfilters

7.1. Simulation des Allpassfilters

7.1.1. Einführung

In der Praxis ist es unmöglich, ein Allpassfilter zu entwerfen, das bei allen Frequenzen funktioniert. Allerdings können wir zuerst ein Bandpassfilter von 25,5 bis 27 GHz mit 0dB Dämpfung entwerfen. Danach kann man das Bandpassfilter zum Allpassfilter umbauen und die Gruppenlaufzeit optimieren, damit diese den Anforderung des K-Band Filters entspricht.

In der Simulation des Gruppenlaufzeiterrers (Kapitel 3) wurde die Ordnung 8 für das benötigte Allpassfilter ausgerechnet. Wir bauen zuerst ein symmetrisches Bandpassfilter mit 8 Resonatorkreisen auf, anschließend halbieren wir das Filter. Zum Schluss wird es dann mit dem 3dB-Koppler gekoppelt. Die Gruppenlaufzeit kann dann mit dem Koppler zusammen in der Software optimiert werden, um den gewünschten Gruppenlaufzeitentzerrer zu gewinnen.

7.1.2. Simulation

1.Schritt: Bandpassfilter von 25,5 bis 27 GHz

Mit Hilfe von Filter Assistant (Bild 7.1) in μ Wave Wizard kann ein Bandpassfilter schnell entworfen werden. Wir können das Stopband ($f < 25$ GHz und $f > 27,5$ GHz mit $S_{21} = -35$ dB Dämpfung), Passband (von 25,5 bis 27 GHz mit $S_{11} = -35$ dB Dämpfung), Wellentyp (H_{10}), die Ordnung des Filters (8 Resonatorkreise), Hohlleiter-Höhe und -Breite einstellen. Dann kann die Software ein Filter generieren.

Nach Berechnung der Software ist das Filter im Bild 7.2) herausgekommen. Im Bild kann man direkt erkennen, dass die Anzahl der Resonatorkreise 8 (8 Nullstellen von S_{11}) beträgt

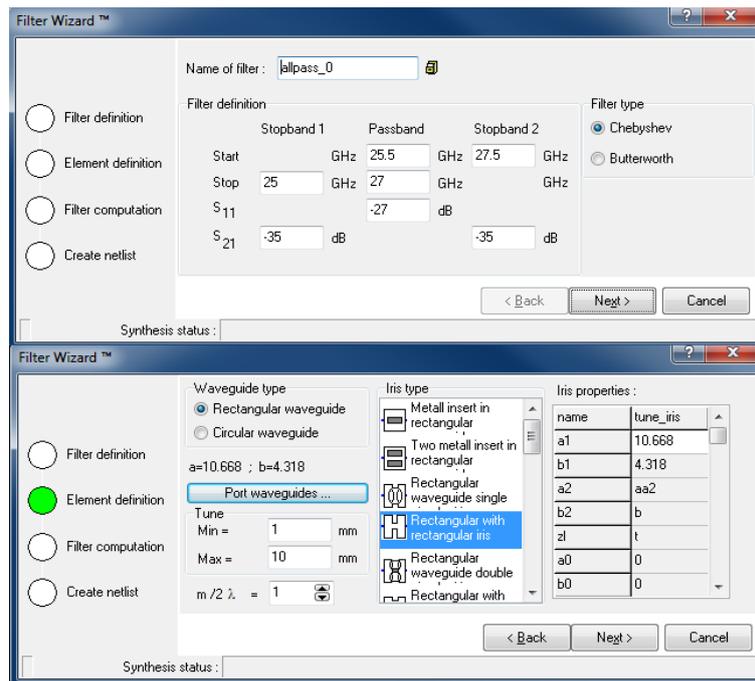


Bild 7.1.: Filter Assistent für Bandpassfilter

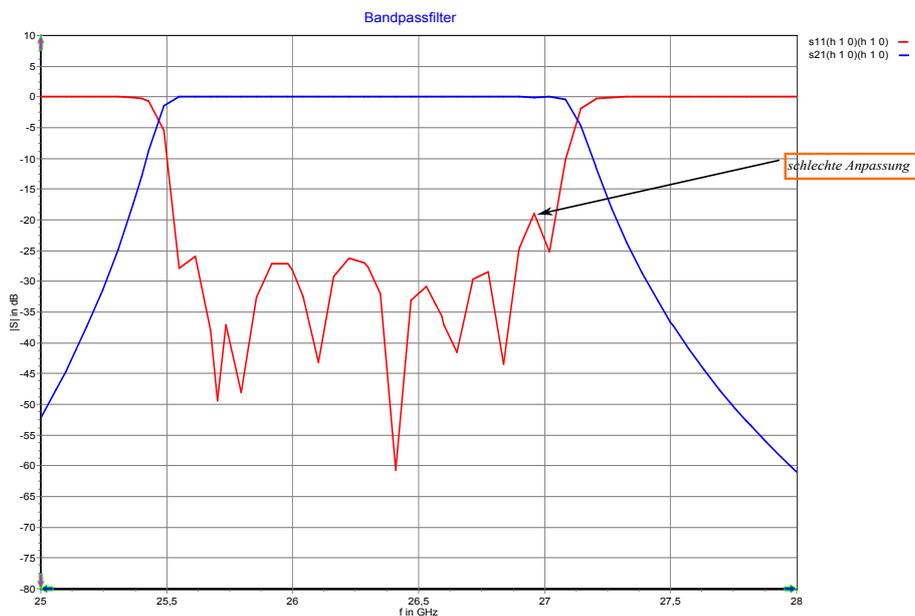


Bild 7.2.: Bandpassfilter von 25,5 bis 27 GHz

und von 25,5 bis 27 GHz geringe Dämpfung aufweist ($S_{21} \approx 0$ dB). Die schematische Darstellung in μ Wave Wizard ist im Bild 7.3 dargestellt. Der Kurvenverlauf S_{11} entspricht nicht den Erwartungen, denn die Dämpfung der Reflexion ist nicht konstant über der Frequenz, d.h. dass die Dämpfung neben den 8 Nullstellen nicht konstante Minimum aufweist. Somit ist es nötig, dass das Bandpassfilter zusätzlich optimiert wird. Dazu verteilen die 8 Null-

stellen gleichmäßig im Frequenzbereich. Dabei bleiben die Bereiche zwischen den Nullstellen konstant. Die Einstellung der Optimierung ist im Bild 7.4 dargestellt.

Nach der Optimierung kommt das Bandpassfilter mit einer guter Anpassung (Bild 7.5)

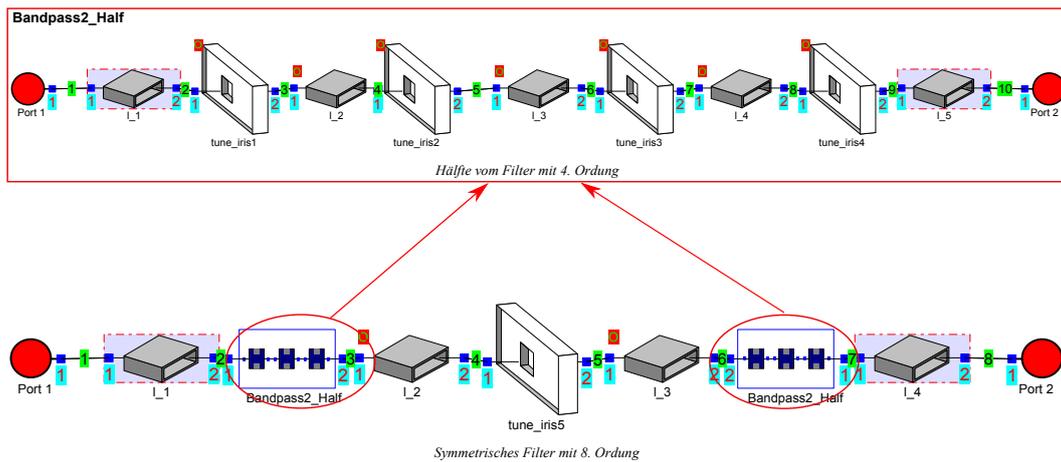


Bild 7.3.: Schaltung des Bandpassfilters von 25,5 bis 27 GHz (Schritt 1)

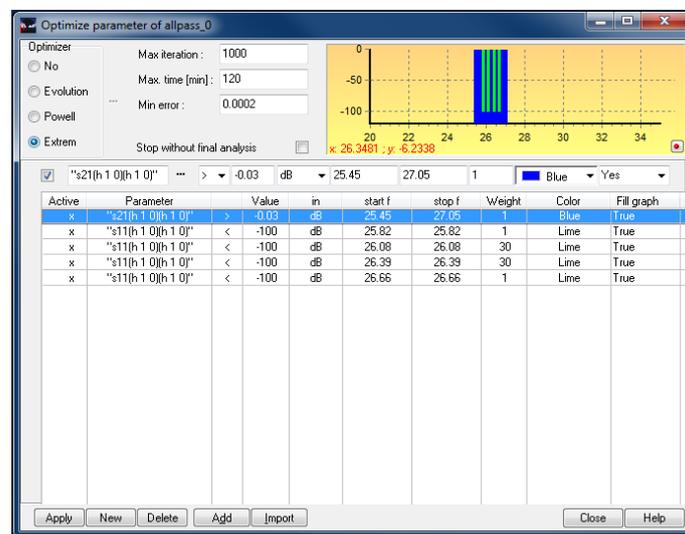


Bild 7.4.: Einstellung der Optimierung des Bandpassfilters

heraus. Im Bild kann man gut erkennen, dass die 8 Nullstellen gleichmäßig verteilt sind und die Dämpfung von S_{11} c.a. -27 dB liegt. Die abstrakte Struktur und Parameter des optimierten Bandpassfilters sind im Bild 7.6 dargestellt.

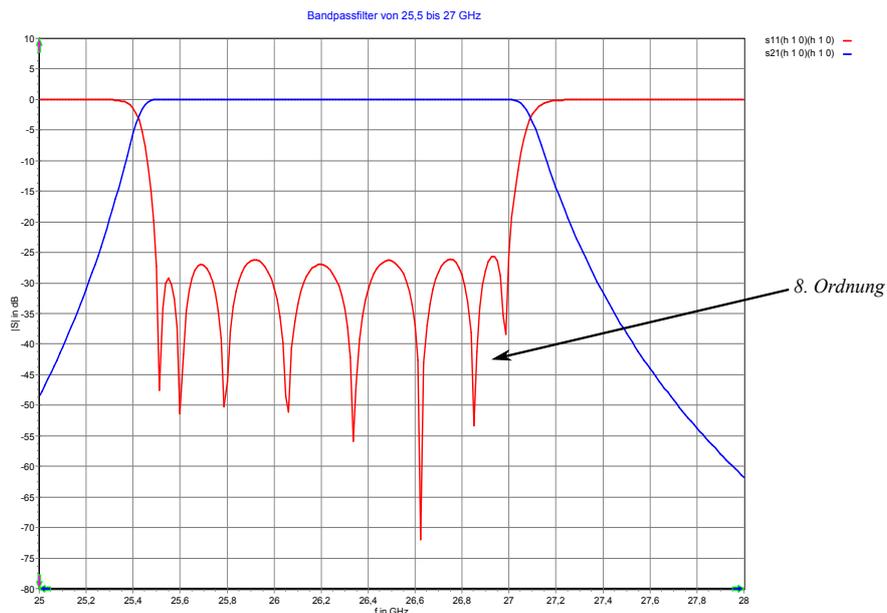


Bild 7.5.: Optimiertes Bandpassfilter von 25,5 bis 27 GHz

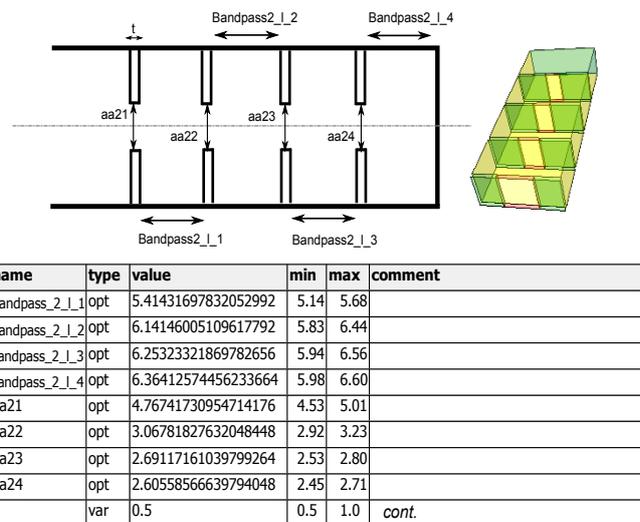


Bild 7.6.: 3D-Skizze und Parameter des Bandpassfilters

2.Schritt: Halbieren und Spiegeln des Bandpassfilters

Jetzt können wir das Filter halbieren und spiegeln, um dieses mit dem 3dB-Koppler verketteten zu können (Bild 7.7). Da das Bandpassfilter symmetrisch ist, ist es möglich nur die linke Seite zu nutzen und am Ende mit einem Kurzschluss (Short 1) zu spiegeln. Das Übertragungsverhalten der Phase entspricht damit dem des originalen Bandpassfilters.

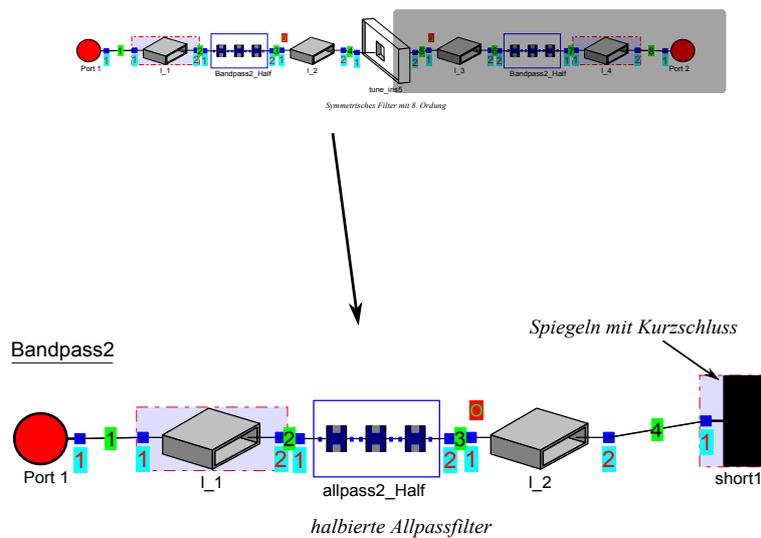


Bild 7.7.: Halbierte Bandpassfilter (Schritt 2)

3.Schritt: Optimierung mit 3dB Koppler

Das halbierte Filter kann mit dem optimierten 3dB-Koppler zusammengeschaltet werden (Bild 7.8). Damit ist es uns möglich, die Gruppenlaufzeit des ganzen Systems zu betrachten (Bild 7.9). Mit dieser Methode ist es möglich, die Gruppenlaufzeit des K-Band Filters (Bild 7.10) zu vergleichen. Nach Überlagerung der 2 Kurven im Bereich von 25,5 bis 26,2 GHz kann man direkt sehen, dass die Schwankung $2,25 - 0,53 = 1,72$ ns betragen. Das bedeutet, dass die Gruppenlaufzeit des ganzen Systems optimiert werden muss. Dazu müssen wir aber wieder das Optimierungsverfahren (Bild 7.11) einstellen. Das Ziel der Optimierung ist, dass die Schwankung der Gesamtgruppenlaufzeit kleiner als 1,5 ns ist, wenn die optimierende Kurve mit der Gruppenlaufzeit des K-Band Filters addiert wird .

Nach Optimierung erhält man am Ende die Kurven mit der Gruppenlaufzeit wie im Bild 7.12 dargestellt. Die Kurve der gesamten Gruppenlaufzeit (grün) wird anschließend in Matlab importiert und mit der Gruppenlaufzeit des K-Band Filters addiert. Damit kann man genau erkennen, wie die Gruppenlaufzeit des K-Band Filters mit dem Gruppenlaufzeitentzerrer aussieht. Am Ende kommt die Kurve des ganzen K-Band Filter Systems mit dem Gruppenlaufzeitentzerrer wie im Bild 7.13 dargestellt heraus. Die zugehörige Parameter sind im Bild 7.14 dargestellt.

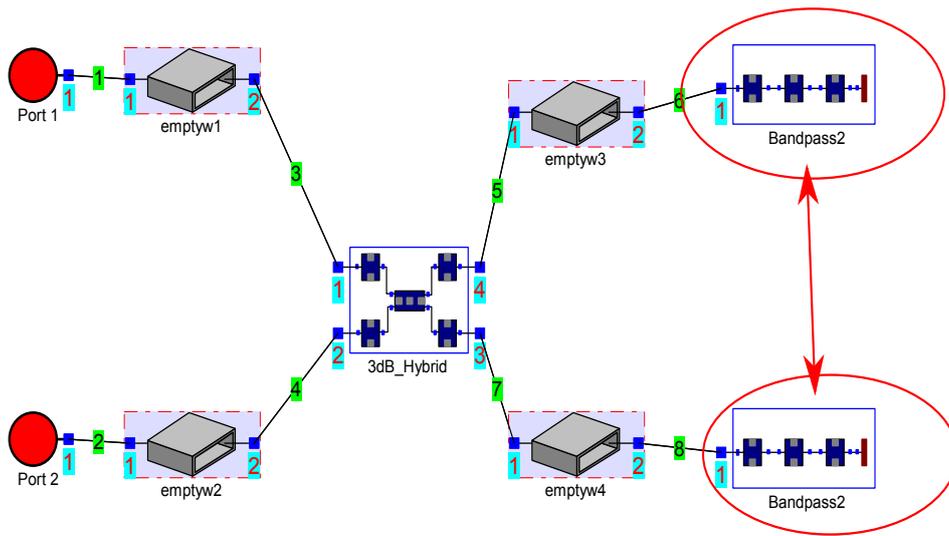


Bild 7.8.: Schaltung des Gruppenlaufzeitentzerrers (Schritt 3)

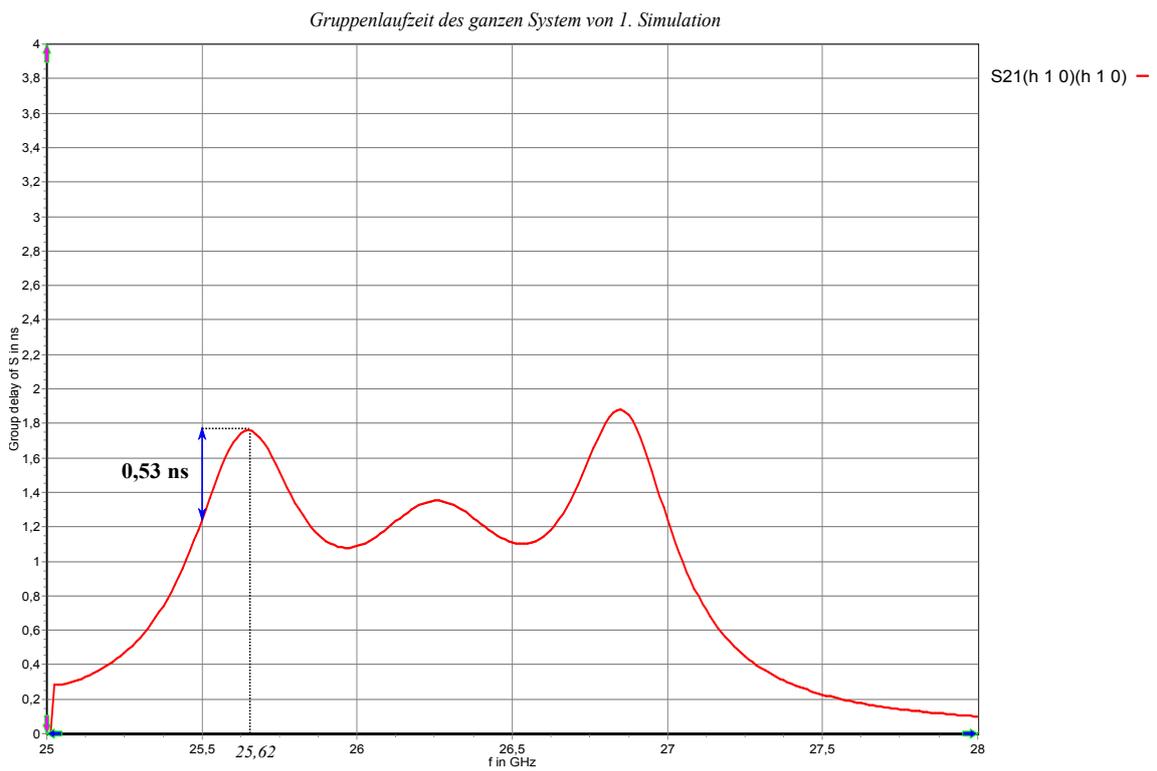


Bild 7.9.: Gruppenlaufzeit des Gruppenlaufzeitentzerrersystems

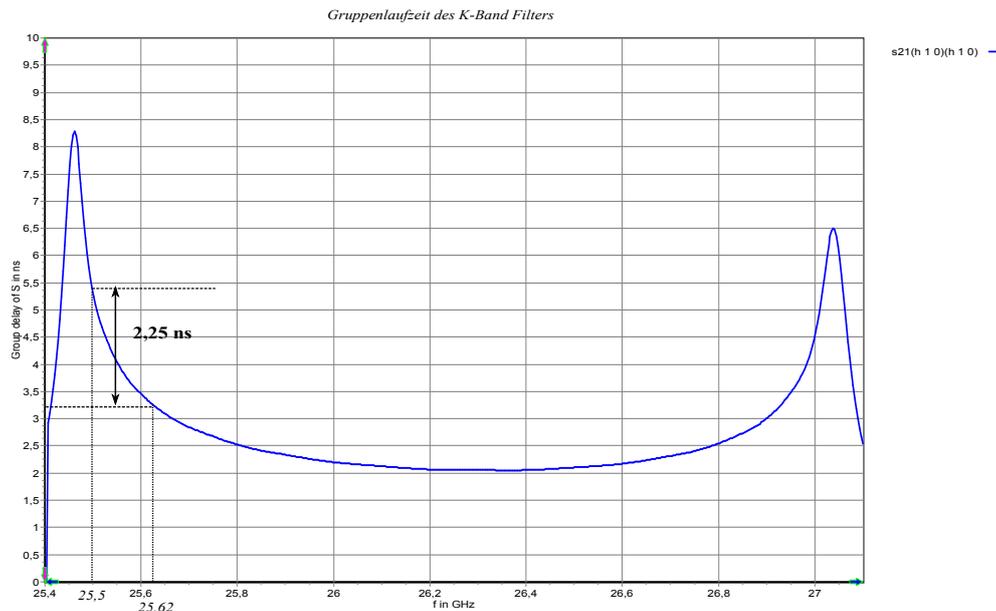


Bild 7.10.: Gruppenlaufzeit des K-Band Filters

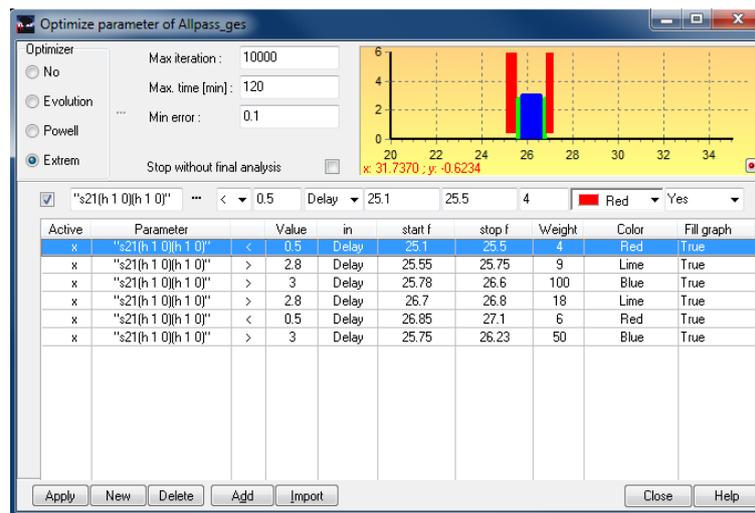


Bild 7.11.: Einstellung vom Optimierungsverfahren

7.2. Mechanischer Entwurf des Allpassfilters in Autodesk Inventor

Nach dem mechanischen Entwurf des Allpassfilters erhält man die 3D-Skizze im Bild 7.15. Die genaue technische Zeichnung befindet sich im Anhang A.4.

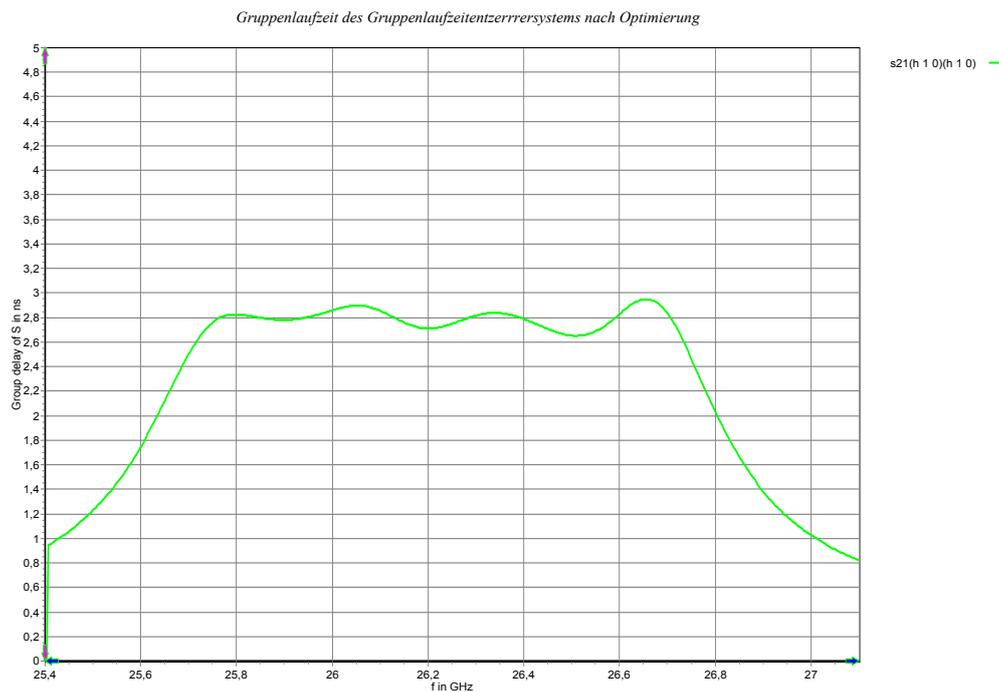


Bild 7.12.: Optimierte Gruppenlaufzeit des Gruppenlaufzeitentzerrersystems

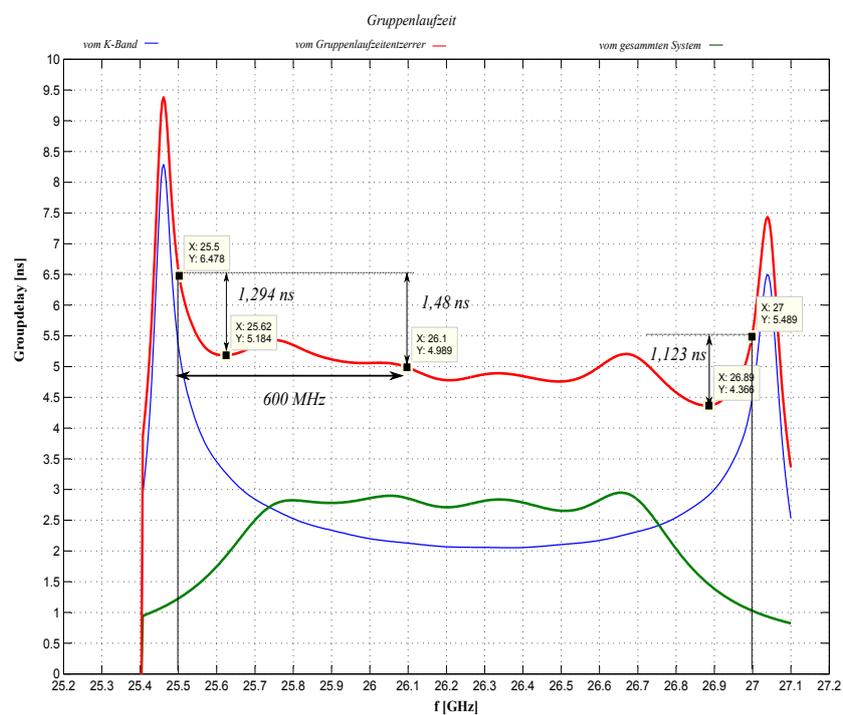


Bild 7.13.: Gruppenlaufzeit des K-Band Filter Systems mit dem Gruppenlaufzeitentzerrer

name	type	value	min	max	comment
t	var	0.5	1.00	10.00	
Bandpass2_l_1	opt	5.6078543531715456	4.00	7.00	
Bandpass2_l_2	opt	6.2871742658564416	5.50	7.00	
Bandpass2_l_3	opt	6.4179662012680384	5.50	7.00	
Bandpass2_l_4	opt	6.60847245449891456	5.50	7.00	
aa21	opt	4.47824190600609536	4.29	4.80	
aa22	opt	2.77970102559558816	2.78	3.17	
aa23	opt	2.38180841167137216	2.37	2.73	
aa24	opt	2.14140497090645696	2.00	2.80	

Bild 7.14.: Optimierte Parameter des Allpassfilters

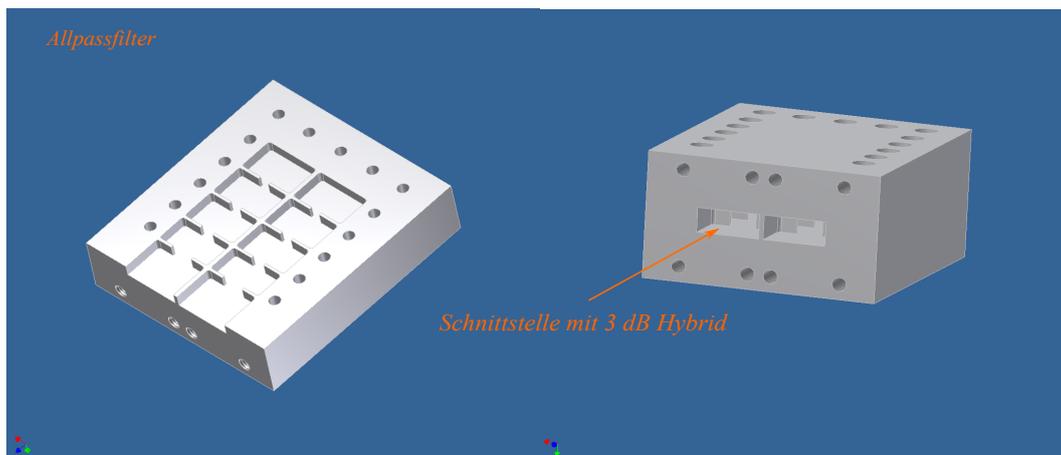


Bild 7.15.: 3D-Skizze des Allpassfilters

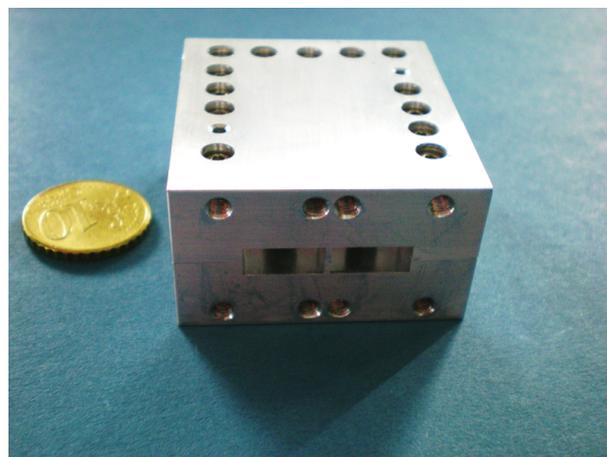


Bild 7.16.: Allpassfilter

7.3. Kurzzusammenfassung

In dieser Simulation habe ich mich zunächst mit dem Entwurf eines Bandpassfilters beschäftigt. Nach der Optimierung aus Gründen der Reflexionsanpassung wird Filter halbiert und anschließend gespiegelt. Zum Ende wird das Filter mit dem optimierten 3dB Hybrid Koppler

zusammengeschaltet. Es ist zu beachten, dass das vom Programm μ Wave Wizard eingesetzte Rechenverfahren ein Näherungsverfahren ist. Aus diesem Grund gibt es geringe Abweichungen bei der Realisierung welche anschließend in den Messungen sichtbar werden können.

8. Tests

8.1. Allpassfilter Test

Zuerst wollen wir sehen, wie die Gruppenlaufzeit und der Amplitudengang des Allpassfilters von 25,5 bis 27 GHz aussieht. Mit dem Testgerät HP 8510C (Bild 8.1) kann man das 4-Tor Netzwerk von 45 MHz bis 50 GHz analysieren und Amplitudengang, Phasengang, Gruppenlaufzeit usw bestimmen.

Nach der ersten Messung kam ein schlechtes Ergebnis heraus, welches im Bild 8.2 dargestellt

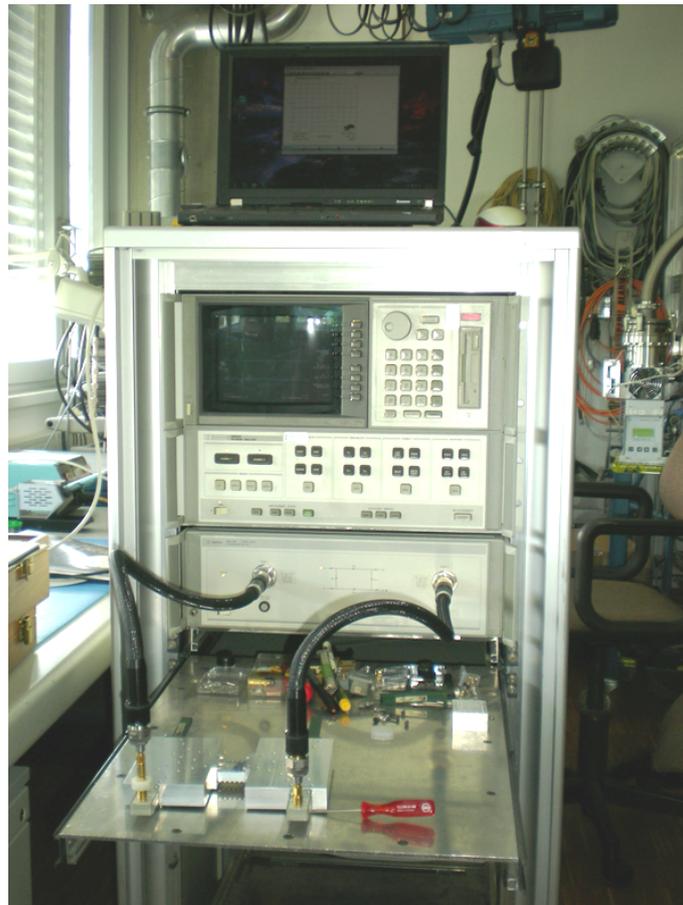


Bild 8.1.: HP8510C

ist. Das schlechte Ergebnis ist auf die Reflexionsdämpfung des Allpassfilters zurückzuführen, welcher fast im -20 dB (ideal: 0dB) liegt. Es stellte sich heraus, dass der Kontakt zwischen den Hälften des Allpassfilters nicht ideal war; somit geht viel Energie verloren. Zudem war die Teilung der Struktur ungünstig gewählt, da in der Trennebene der maximale Wandstrom fließt.

Eine einfache Reparatur war dennoch möglich. Das Allpassfilter wurde mit einem leitfä-

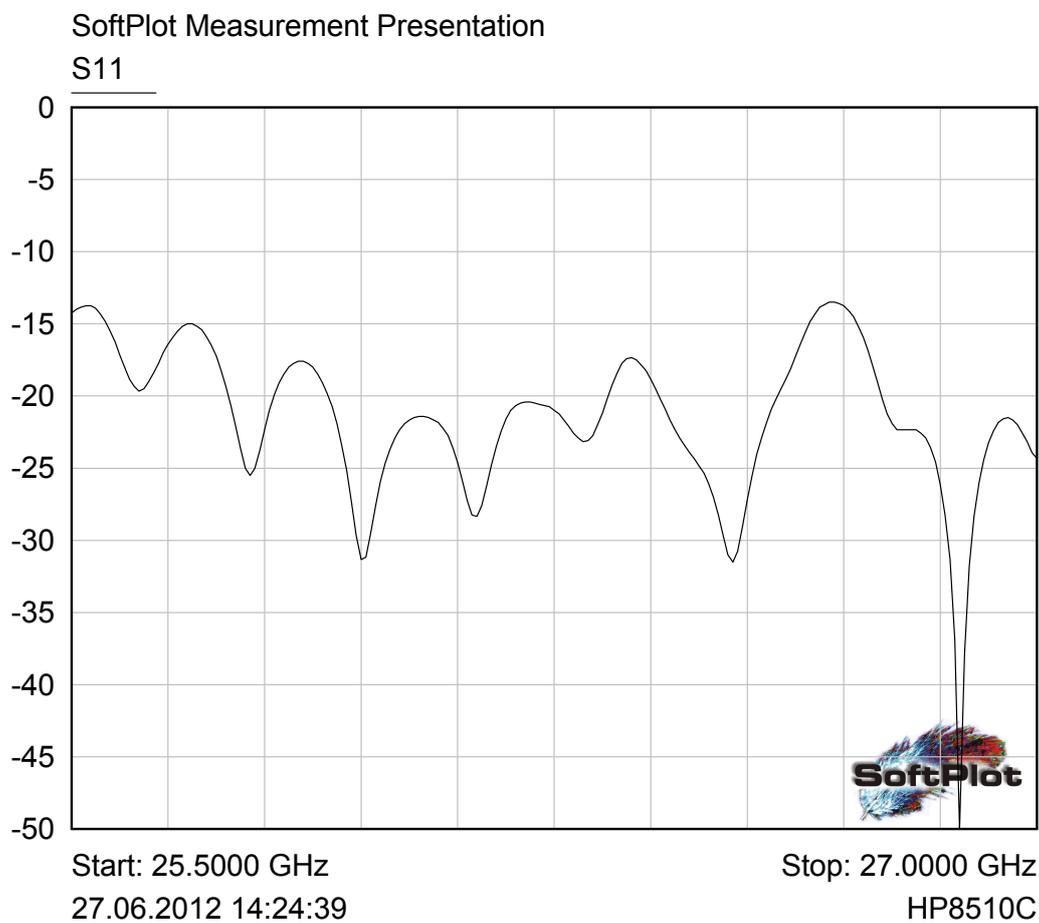


Bild 8.2.: Amplitudengang der Reflexionsdämpfung S_{11} des Allpassfilters

higen Kleber geklebt. Mit dieser Methode war er relativ dicht, was im Endeffekt weniger Energieverlust bedeutet. Nach dem Vergleich im Bild 8.4 können wir direkt erkennen, dass die Gruppenlaufzeit des Allpassfilters identisch mit der in der Simulation ist, obwohl es noch eine relativ geringe Dämpfung (Energieverlust) gibt. (siehe Bild 8.3).

Die Simulation entspricht nahezu dem Realisierungsergebnis. Anschließend muss nur noch

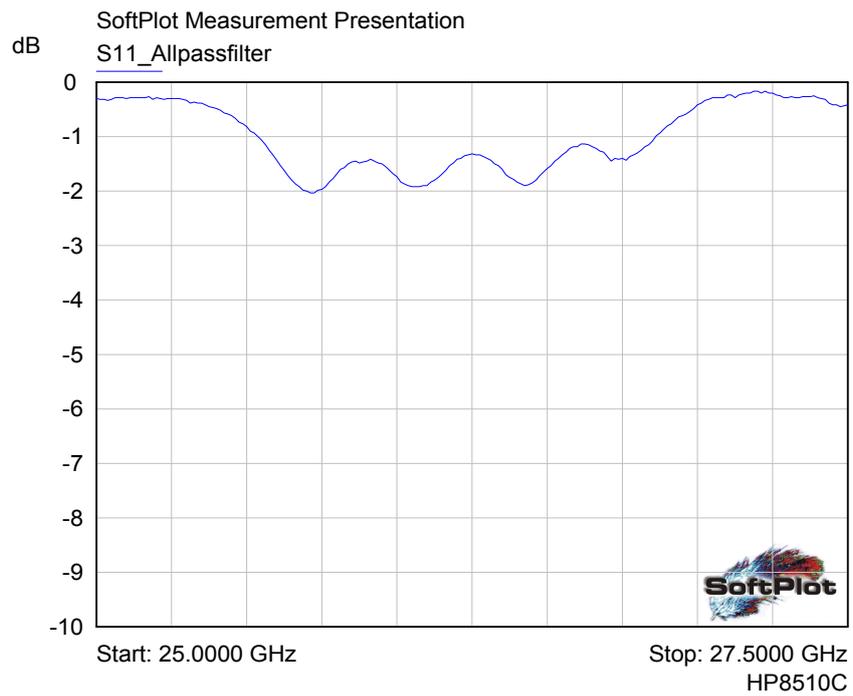


Bild 8.3.: Amplitudengang des Allpassfilters nach Klebung

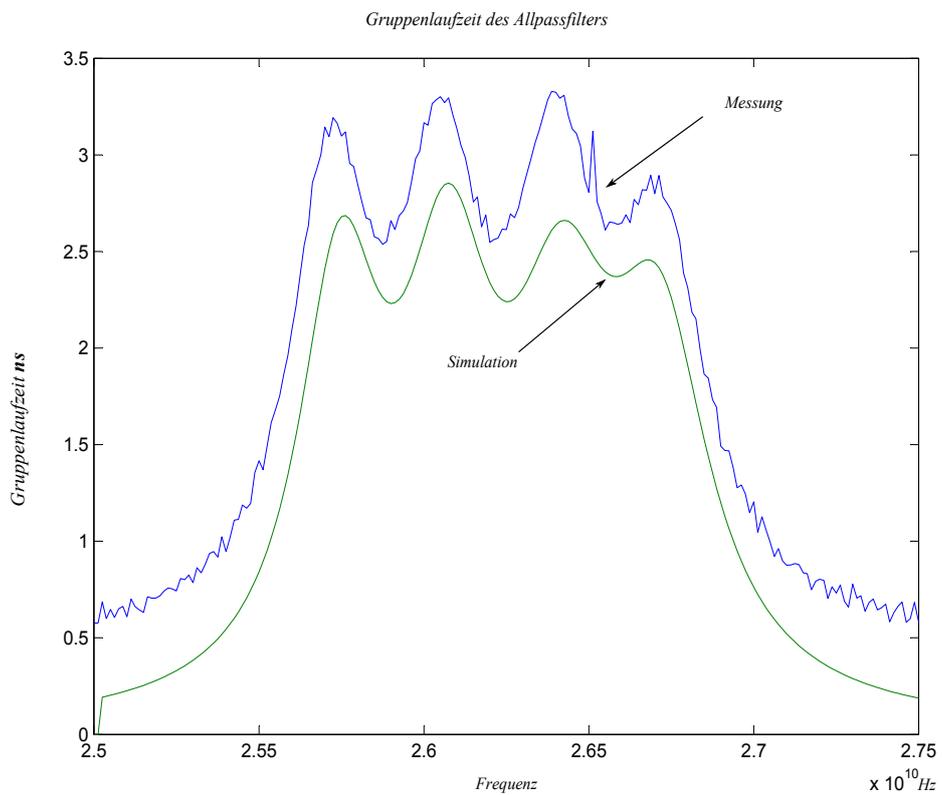


Bild 8.4.: Gruppenlaufzeit des Allpassfilters

die Mechanikstruktur geändert und optimiert werden.

8.2. 3dB Hybrid Koppler Test

Beim Test des 3dB Hybrid-Kopplers wollen wir wissen, wie die Amplitudengänge von S_{21} (Isolation), S_{11} (Reflexion), S_{31} (Durchgang), S_{41} (Kopplung) und die Phasendifferenz zwischen S_{31}, S_{41} sind. Die Messungen sind in den Bildern 8.5 und 8.6 dargestellt. Die Dämpfung des Messadapters beträgt c.a 0,1 dB (siehe Bild 8.7).

S_{31} und S_{41} zeigen hierbei die Kopplung im wichtigen Frequenzbereich von 25,5 bis 27 GHz.

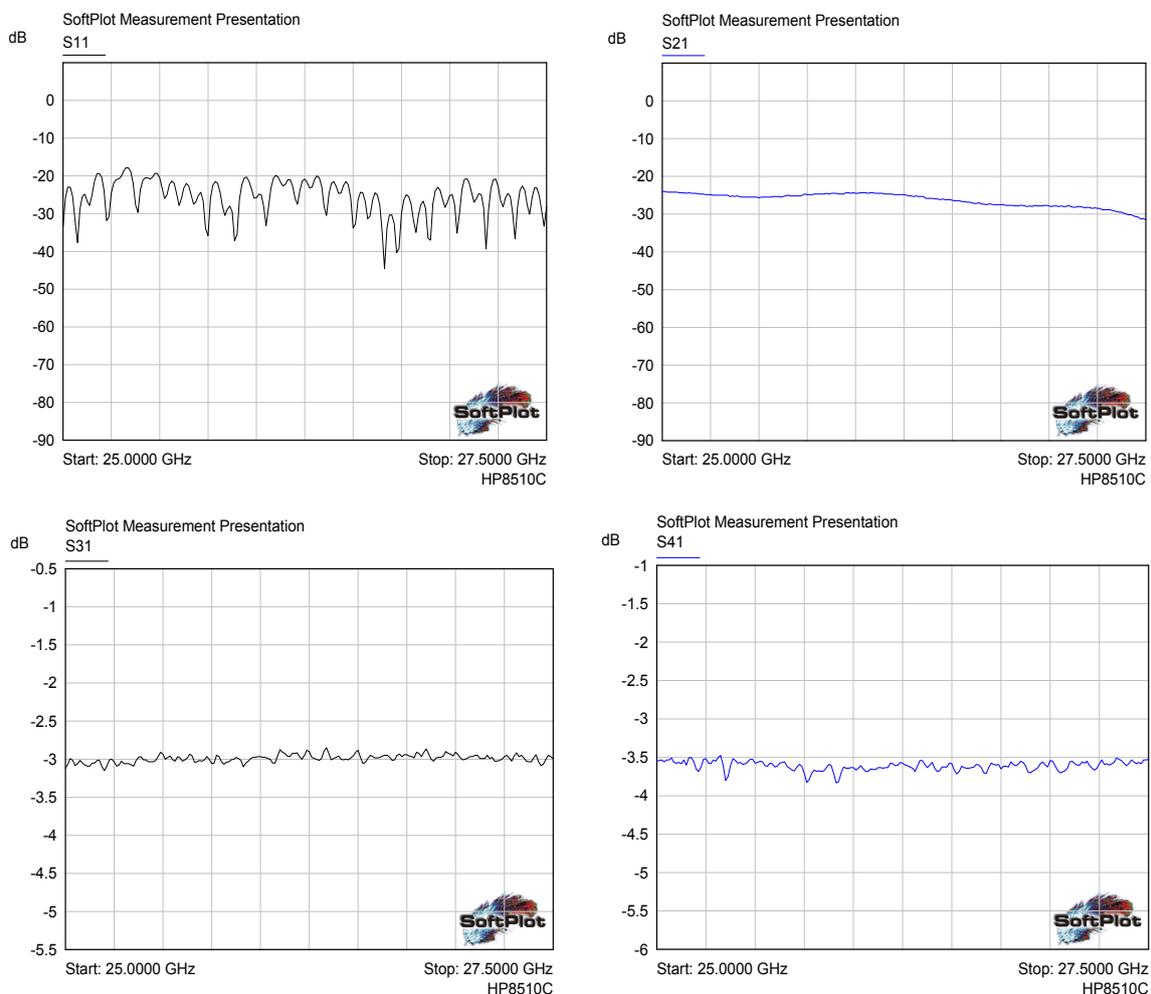


Bild 8.5.: Messungen des 3dB Hybrid Kopplers (Amplitudengang)

Diese sollte im Bereich von ca. -3dB liegen. Betrachtet man S_{31} , so sieht man anhand der Kurven, dass sich der Parameter zwischen -2,9 dB und -3 dB bewegen. Dies entspricht unge-

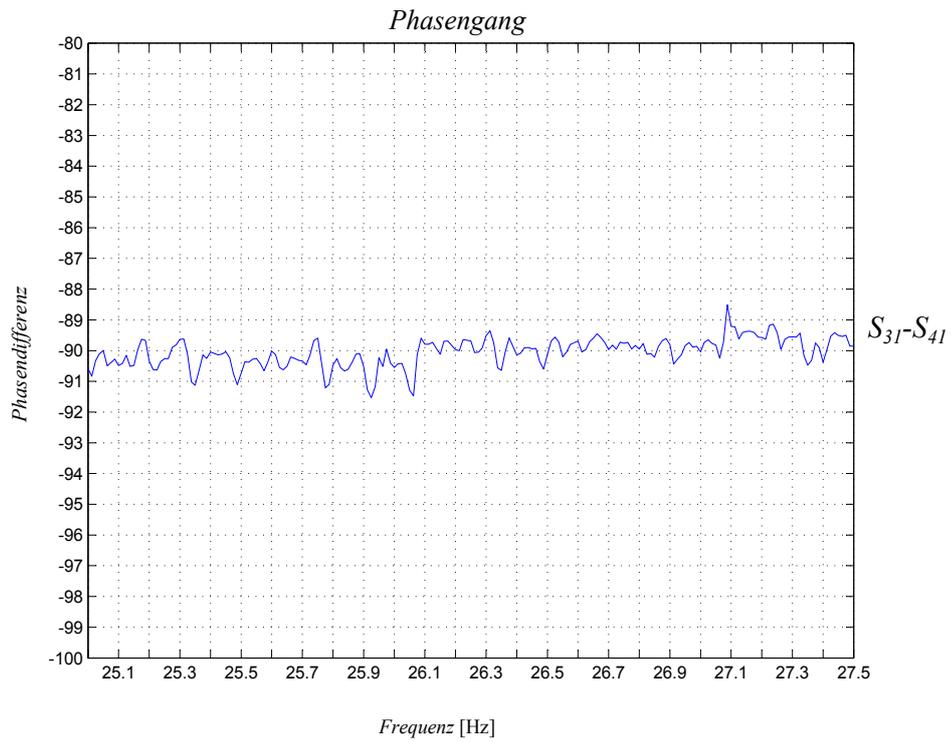


Bild 8.6.: Phasendifferenz des 3dB Hybrid Kopplers

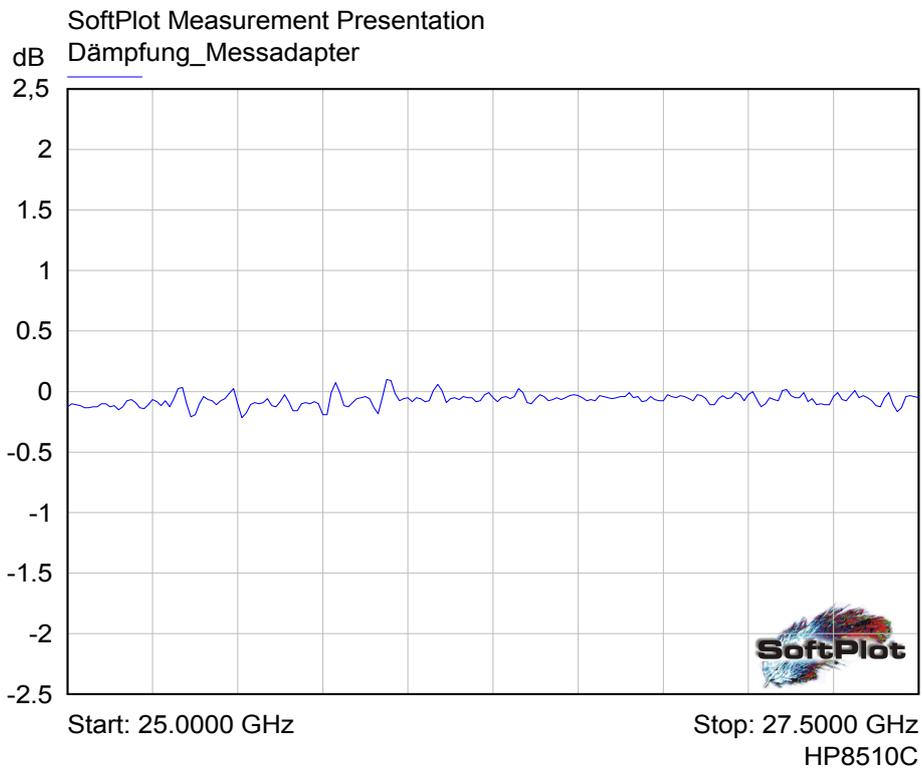


Bild 8.7.: Dämpfung im Messadapter

fähr den Anforderungen. Der Isolations-Parameter S_{21} liegt bei c.a -25 dB. Das bedeutet, dass die Isolation bereits hoch genug ist. Die Reflexion S_{11} liegt auch bereits unter -20 dB. S_{41} dagegen bewegt sich zwischen -3,5 dB bis -3,6 dB. Dies ist leider nicht ganz das erwünschte Ergebnis. Nach Überprüfung des Mechanikaufbaus stellten wir ein Problem festgestellt. Bei mechanischen Entwurf wurde der Parameter l_1 zu 0,5 mm gewählt. Der Simulationwert l_1 betrug 0,0001 mm, also praktisch 0. d.h der Hohlleiter sollte in dem 3dB Hybrid weggelassen werden (siehe Bild 8.8). Allerdings sieht die Messung nicht schlecht aus und der Einfluss dieses Fehlers ist nicht ganz so gravierend. Bei dem nächsten Entwurf kann dies noch korrigiert werden (siehe Anhang A.5). Die Phasendifferenz von S_{31} und S_{41} ist fast genau -90° , was genau den Anforderungen entspricht.

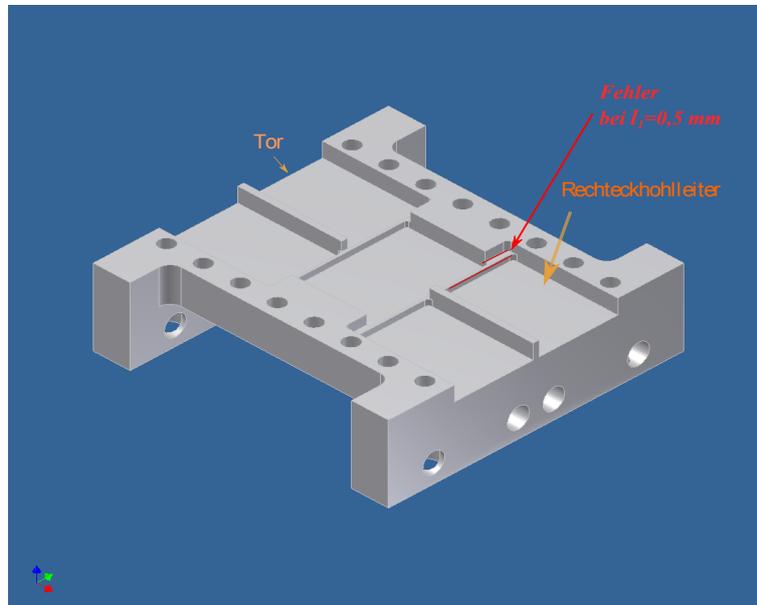


Bild 8.8.: Fehler bei Realisierung des 3dB Hybrids

8.3. Gesamttest

Nun wollen wir sehen, wie der gesamte Gruppenlaufzeitentzerrer funktioniert. Der 3dB Hybrid Koppler wird mit dem Allpassfilter zusammen geschaltet (siehe Bild 8.9). Jetzt berücksichtigen wir die Dämpfung von S_{21} und die Gruppenlaufzeit des Gruppenlaufzeitentzerrersystems. Die Messungen sind im Bild 8.10 dargestellt. Hier sieht man deutlich, dass die Gruppenlaufzeit der des Allpassfilters entspricht und die Dämpfung S_{11} (Energieverlust) beim Eingang niedrig als -20 dB ist. Die Dämpfung des ganzen Systems beträgt c.a $-1,5$ dB. Diese wird später durch Verstärker korrigiert.

Zum Ende wird die Gruppenlaufzeit des Gruppenlaufzeitentzerrers mit der vom K-Band

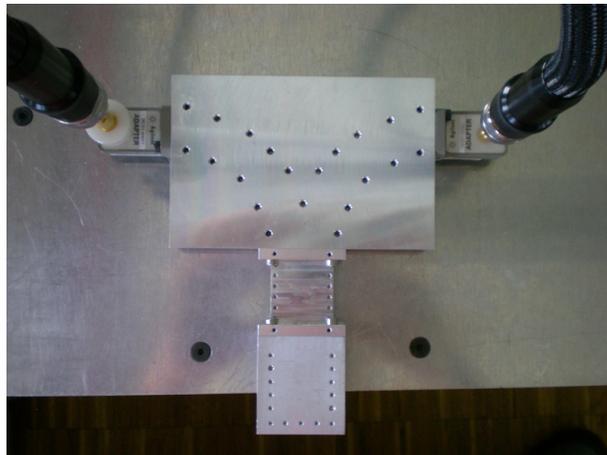


Bild 8.9.: Test des Gruppenlaufzeitentzerrers

Filter überlagert (siehe Bild 8.11). Daraus kann man erkennen, dass nach der Gruppenlaufzeitentzerrung, die Schwankung der Gruppenlaufzeit des K-Band Filters im Interval (25,5GHz, 27GHz) je 600 MHz kleiner als 1,5 ns ist. Mit diesem Ergebnis wurden die vorgegebenen Spezifikationen eingehalten und das Entwicklungsziel wurde erreicht.

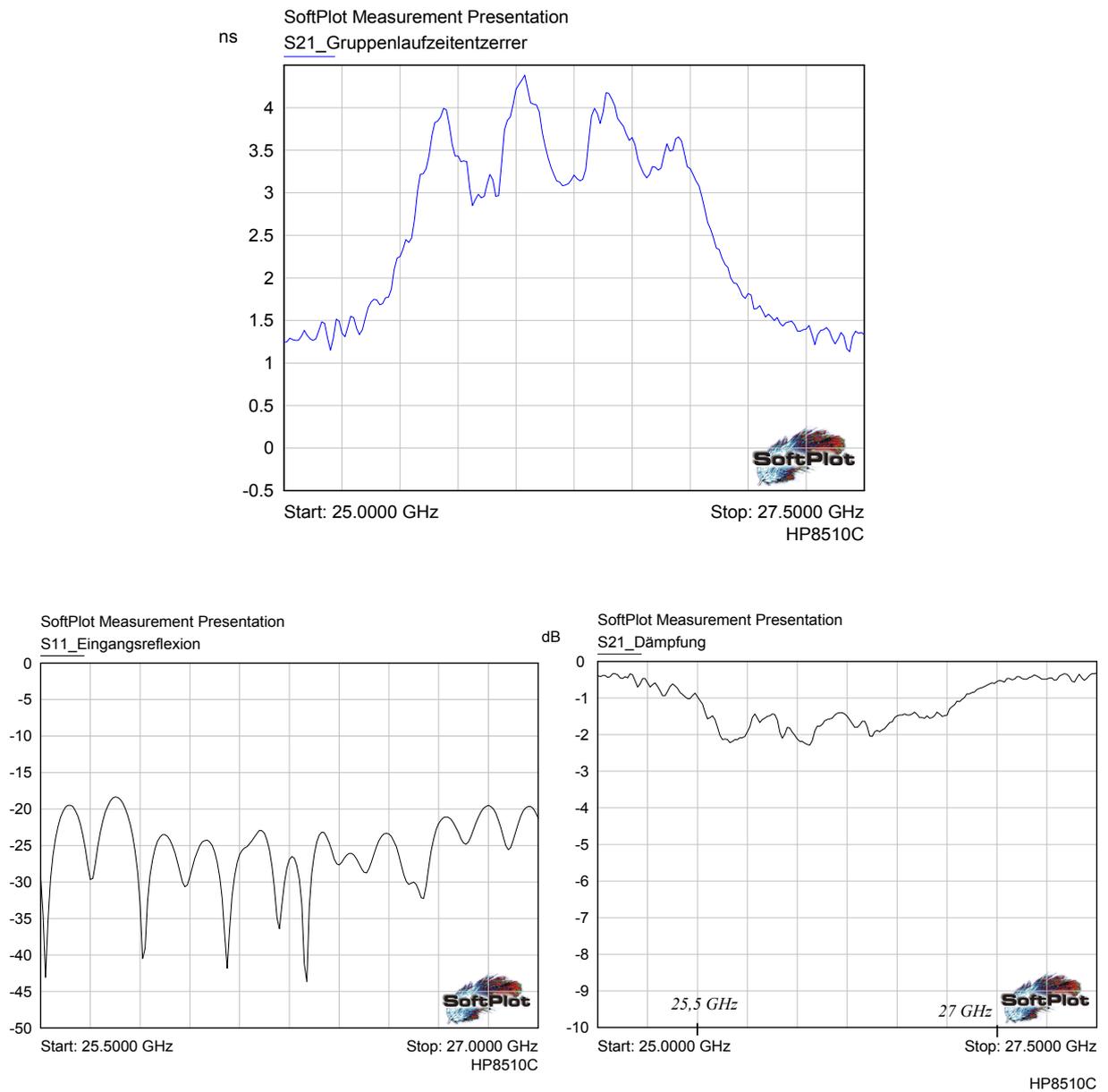


Bild 8.10.: Messungen des Gruppenlaufzeitentzerrers

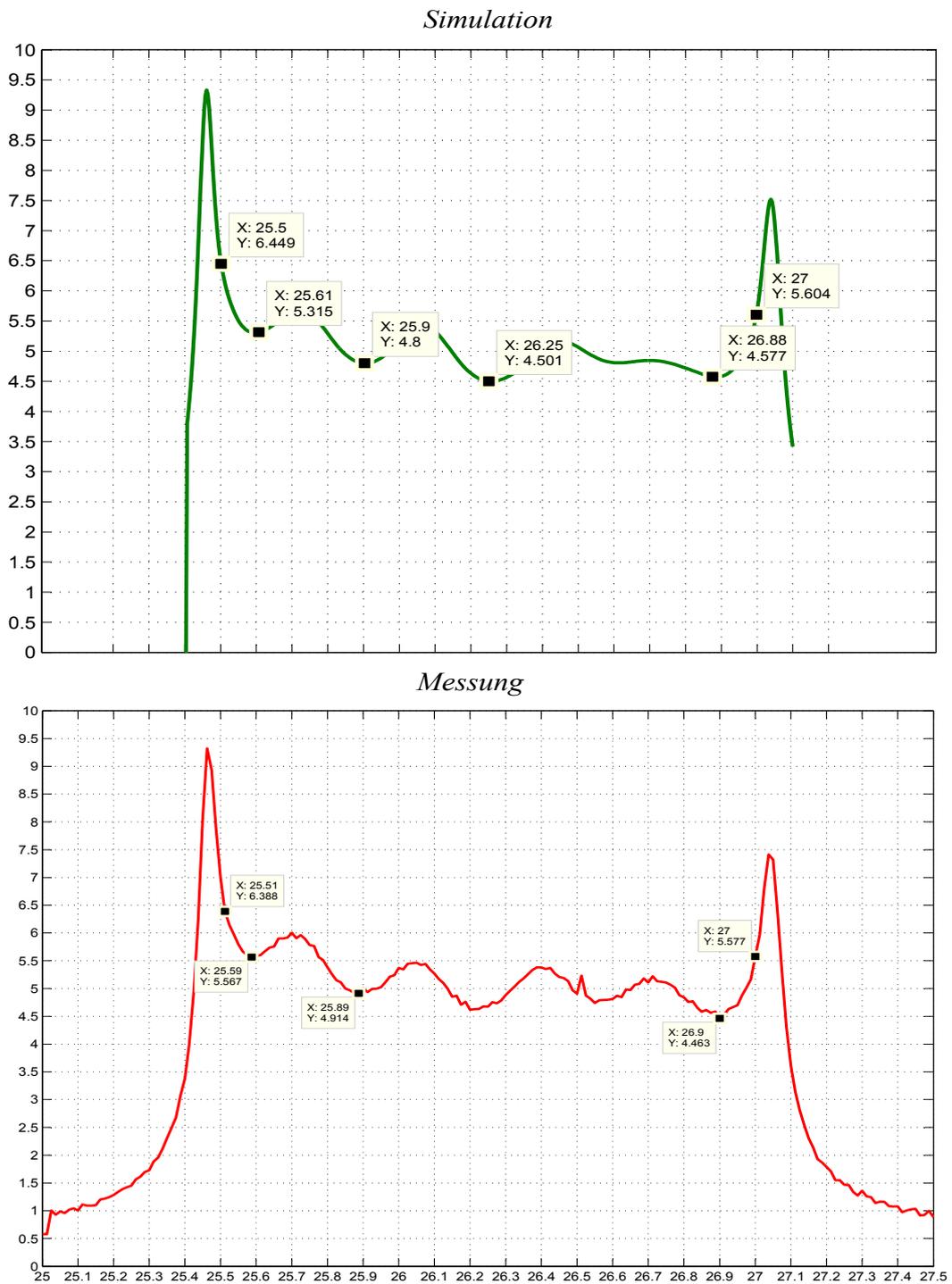


Bild 8.11.: Überlagerung des Gruppenlaufzeitentzerrer mit K-Band Filter

9. Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel der vorliegenden Bachelor-Thesis war die Simulation, der Entwurf, der Aufbau und der Test eines Gruppenlaufzeitentzerrers für ein K-Band Bandpassfilter.

Dazu galt es laut Aufgabestellung und bezüglich des in Kapitel 1 Dargestellten, die Schwankung der Gruppenlaufzeit des K-Band Filters im Empfangssystem der gegebenen Bodenstation zu reduzieren. Geeignete Prinzipien sollten in der Literatur gesucht und auf ihre Tauglichkeit für den angegebenen Zweck untersucht werden. Das beste Konzept wurde daraufhin mit Hilfe von Matlab und μ Wave Wizard simuliert und optimiert. Aus dem elektrischen Entwurf wurde dann ein Prototyp entworfen und in der hauseigenen Werkstatt realisiert. Anschließend wurde der entworfene Prototyp im Labor eigenen vermessen.

Der theoretische Teil der Bachelor-Thesis umfasst die Kapitel 2, 4 und 5. Zuerst wurde im Kapitel 2 die Definition der Gruppenlaufzeit und das Allpassfilter als Gruppenlaufzeitentzerrer näher beschrieben. Das Kapitel 4 beschreibt die relevanten Grundlagen zur Funktion und Eigenschaften des 4-Tor Netzwerkes, sowie die Streuparameter in der Hochfrequenztechnik. Um den Aufbau des Gruppenlaufzeitentzerrers realisieren zu können, wurden ein paar Vorschläge aus der Literatur entnommen und festgestellt, dass es sich um einen 90° 3dB Hybrid Koppler handelt. Im Kapitel 5 wurden verschiedene Lösungsmöglichkeiten, die zusätzlich die Grundlagen der Rechteckhohlleiter und Wellentypen im Hohlleiter umfasst dargestellt.

Im praktischen Teil des 3. Kapitels wurde zunächst auf die Hilfsmittel Matlab für die Simulation des Allpassfilters eingegangen. Dabei wurde auf die Implementierung näher eingegangen, welche zur Berechnung der Ordnungszahl des Allpassfilters wichtig ist. Um das Filter für den Gruppenlaufzeitentzerrer realisieren zu können, wurde nach geeigneten Prinzipien in der Literatur gesucht. Anschließend wurden diese auf ihre Tauglichkeit hin untersucht. Nach der Untersuchung stand fest, dass es sich um ein Allpassfilter handelt.

Das Kapitel 6 bezieht sich auf die Berechnung der Parameter des 3dB Hybrid Kopplers. Zunächst wurde der vorhandene 3dB Hybrid Koppler im Frequenzbereich von 1,2-1,8 GHz in der Masterarbeit von Frau Antje Kühborn [10] untersucht, auf den Zielfrequenzbereich

skaliert und mit Software μ Wave Wizard simuliert und optimiert. Danach wurde mit dem Programm Autodesk der mechanische Entwurf erstellt. Im Kapitel 7 wurde der Entwurf des Allpassfilters aus einem Bandpassfilter dargestellt. Zum Schluss wurde durch Spiegelung ein Allpassfilter aufgebaut.

Letztendlich wurden die Tests von 3dB Hybrid und Allpassfilter durchgeführt. Nach dem ersten Entwurf zeigten sich mechanische Probleme des Allpassfilters. Um das Problem zu beseitigen, wurde das Allpassfilter repariert und erneut getestet. Erst dann erfüllte er die Funktion. Zum Ende wurde ein neuer, stabiler mechanischer Entwurf für das Allpassfilter erstellt (siehe Anhang A.6).

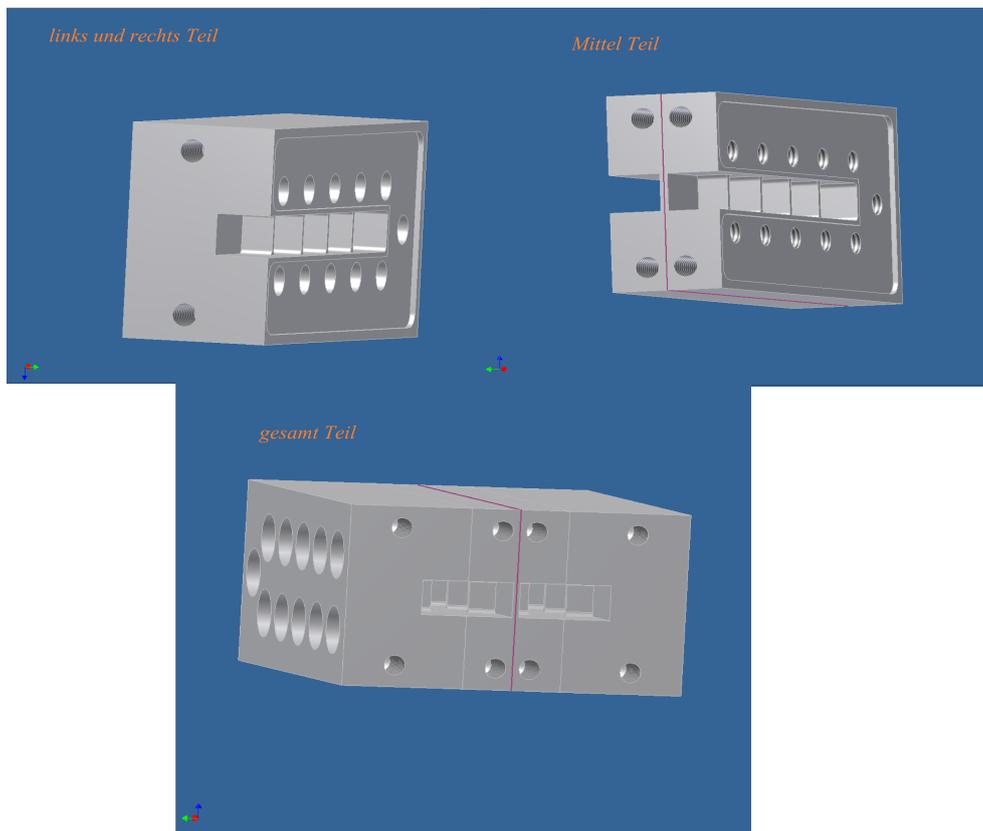


Bild 9.1.: Optimiertes Allpassfilter

Bei einer Gesamtmessung wurde das Ziel erreicht: Die Schwankungen der Gruppenlaufzeit je 600 MHz im Frequenzbereich von 25,5 bis 27 GHz betragen weniger als 1,5 ns. Obwohl es ein paar kleine Fehler bei dem ersten Entwurf gab, funktionierte die Grundidee vom Entwurf eines Gruppenlaufzeitentzerrers mit einem 3dB Koppler und einem Allpassfilter. Weiter-

hin könnte eine eventuelle Ungenauigkeit bei der Anpassung des K-Band Filters entstehen. Trotzdem könnten sich die Ordnungen des Allpassfilters noch erhöhen.

Die Reduzierung des mechanischen Aufwands für die Konstruktion des Gruppenlaufzeitentzerrers wurden in dieser Arbeit nicht mehr untersucht.

A. Zeichnungen

A.1. 3dB Hybrid Koppler (1,2-1,8 GHz) [10]

A.2. 3dB Hybrid Koppler (25,5-27 GHz) (1. Entwurf)

A.3. Adapter

A.4. Allpassfilter (1. Entwurf)

A.5. 3dB Hybrid Koppler (25,5-27 GHz) (nach Optimierung)

A.6. Allpassfilter (nach Optimierung)

B. Literaturverzeichnis

- [1] *European Space Operations Centre*: Document technical specifications contract “prototype of K-band ground station antenna (6m aperture) for Earth Observation application” (ESA UNCLASSIFIED For Official Use) Seite 17. Datum 27.10.2010.
- [2] *Walter Entenmann, Manfred Gloger, Klaus Lange*: Meinke/Gundlach-Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; 4.Auflage, Springer-Verlag 1986
- [3] *Aydin Sezgin*: IT Skript der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik an der Ruhr-Universität Bochum.
<http://www.ei.rub.de/studium/lehrveranstaltungen/273/>
- [4] *Firma Mician GmbH*: Software μ Wave Wizard v7.8
<http://www.mician.com>,
- [5] *F. Arndt*: Hochfrequenztechnik Band I und Band II (Vorlesungsskript), Universität Bremen. Version vom 18.Februar 1996.
- [6] *Wikipedia*: Streuparameter,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Streuparameter>,
Letzter Abruf: 15. August 2012
- [7] *Christian Wolff*: Grundlagen der Hohlleiter,
<http://www.radartutorial.eu>
- [8] *Reinhard Keller*: Berechnung von mehrfach gekoppelten Rechteck- und Rund- Hohlleiterschaltungen mit Hilfe der Orthogonalreihenentwicklung, Im Eigenverlag des Verfassers 1997
- [9] *D. Merlo*: Development of group-delay equalisers for 4Gc/s, A.M.I.E.E. PROC. IEE, Vol. 112 No. 2, February 1965.

[10] Antje Kühborn: Master Thesis

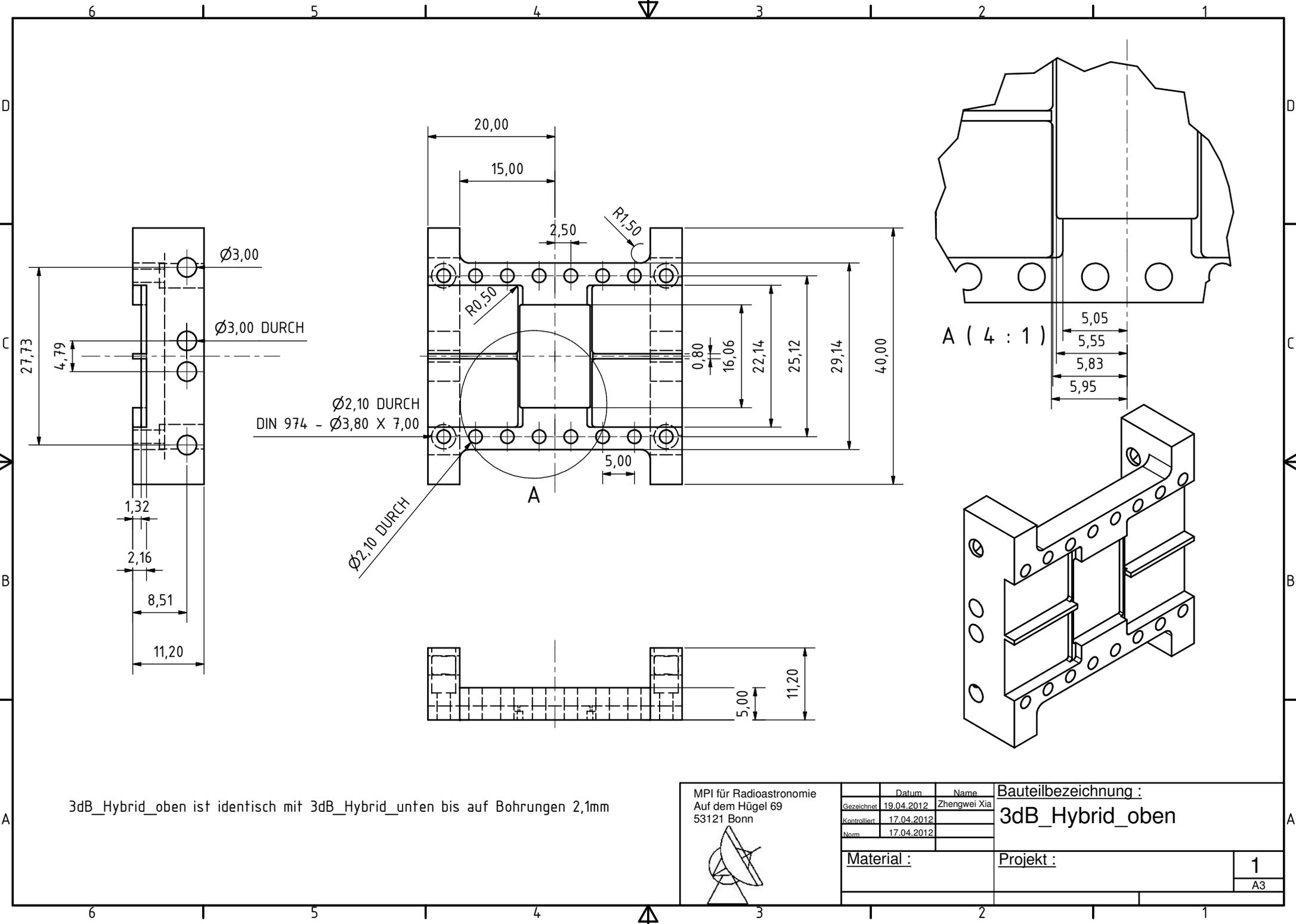
Entwurf, Aufbau und Test eines extrem verlustarmen Hohlleiterhybrids zur Auskoppelung von Zirkularpolarisation aus einer “Turnstyle” Modenweiche

C. Bildverzeichnis

1.1. Struktur der K-Band Bodenstation Antenne [1]	3
1.2. Datasheet der K-Band Bodenstation Antenne [1]	4
2.1. LTI System	5
2.2. Konstanter Dämpfungsverlauf $A(\omega)$ im Falle $A > 0$	7
2.3. Lineare Phase durch den Nullpunkt verlaufend mit t_0 als Geradensteigung	7
2.4. Eingangs- und Ausgangssignal eines verzerrungsfreien Systems	8
2.5. Dämpfungs- und Phasenverlauf bei frequenzbegrenzten Systemen: a) Bandpass b) Tiefpass [3]	9
2.6. Anschmiegung der Phase im Durchlassgebiet an eine Ursprungsgerade [3]	9
2.7. Lineare Phase nicht durch den Nullpunkt verlaufend [3]	10
2.8. zur Definition der Phasenlaufzeit	10
2.9. zur Definition der Gruppenlaufzeit $\tau_{gr}(\omega_0) = \tan \alpha$	10
2.10. Bandpassfilter [4]	12
2.11. Zur Gruppenlaufzeitentzerrung	12
2.12. Kettenschaltung der Allpässe	15
2.13. Allepass 2.Grades Gruppenlaufzeitverlauf [3]	16
3.1. ideale Gruppenlaufzeit	20
3.2. Approximationsverfahren	21
3.3. Summenlaufzeit	22
3.4. approximierte Gruppenlaufzeit	23
3.5. Gruppenlaufzeit nach Entzerren	24
3.6. Übertragungsverhalten des Entzerrers	25
3.7. Gruppenlaufzeitentzerrer mit zwei 2-Grad und mit drei 2-Grad	26
4.1. Leitungsersatzbild	27
4.2. Normierungsparameter mit 1-Tor	29
4.3. Zweitort mit S-Parameter	29
4.4. Viertort	31

5.1. E-Welle in einem Rechteckhohlleiter [5]	34
5.2. H_{10} -Welle in einem Rechteckhohlleiter [5]	34
5.3. Abmessungen eines Rechteckhohlleiters	35
5.4. E-Feld (H_{10} Modus) und H-Feld im Hohlleiter(Draufsicht Momentaufnahme)[7]	35
5.5. Hohlleiterquerschnitte mit E-Feld bei verschiedenen Ausbreitungsmoden	37
5.6. Darstellung der Hohlleiterausbreitungskonstante [5]	38
5.7. Hohlleiterblenden	39
5.8. Verzweigungsschaltungen [7]	40
5.9. Gruppenlaufzeitentzerrer: verschiedene Bauformen[8]	41
5.10. 3dB-Koppler[9]	42
5.11. 3dB-Koppler [4]	44
6.1. 3dB Koppler (1,2-1,8 GHz) [10]	45
6.2. Skizze des 3dB Kopplers (1,2-1,8 GHz)	46
6.3. Skizze des 3dB Kopplers (25,5-27 GHz)	46
6.4. Hälfte des 3dB Kopplers (25,5-27 GHz)	47
6.5. Parameter des 3dB Kopplers	48
6.6. Entwurf des 3dB Kopplers	48
6.7. Kurven des 3dB Kopplers vor Optimierung	49
6.8. Einstellung der Optimierung	50
6.9. Kurven des 3dB Kopplers nach der Optimierung (Amplitudengang)	50
6.10. Kurven des 3dB Kopplers nach der Optimierung (Phasengang). Die Phasendifferenz S_{31}/S_{41} ist rot dargestellt	51
6.11. Optimierte Parameter des 3dB Kopplers	51
6.12. 3D-Sizze des 3dB Kopplers	52
6.13. 3dB Hybrid Koppler	53
6.14. 3D-Sizze des Adapters	53
7.1. Filter Assistant für Bandpassfilter	56
7.2. Bandpassfilter von 25,5 bis 27 GHz	56
7.3. Schaltung des Bandpassfilters von 25,5 bis 27 GHz (Schritt 1)	57
7.4. Einstellung der Optimierung des Bandpassfilters	57
7.5. Optimiertes Bandpassfilter von 25,5 bis 27 GHz	58
7.6. 3D-Skizze und Parameter des Bandpassfilters	58
7.7. Halbierte Bandpassfilter (Schritt 2)	59
7.8. Schaltung des Gruppenlaufzeitentzerrers (Schritt 3)	60
7.9. Gruppenlaufzeit des Gruppenlaufzeitentzerrersystems	60

7.10. Gruppenlaufzeit des K-Band Filters	61
7.11. Einstellung vom Optimierungsverfahren	61
7.12. Optimierte Gruppenlaufzeit des Gruppenlaufzeitentzerrersystems	62
7.13. Gruppenlaufzeit des K-Band Filter Systems mit dem Gruppenlaufzeitentzerrer	62
7.14. Optimierte Parameter des Allpassfilters	63
7.15. 3D-Skizze des Allpassfilters	63
7.16. Allpassfilter	63
8.1. HP8510C	65
8.2. Amplitudengang der Reflexionsdämpfung S_{11} des Allpassfilters	66
8.3. Amplitudengang des Allpassfilters nach Klebung	67
8.4. Gruppenlaufzeit des Allpassfilters	67
8.5. Messungen des 3dB Hybrid Kopplers (Amplitudengang)	68
8.6. Phasendifferenz des 3dB Hybrid Kopplers	69
8.7. Dämpfung im Messadapter	69
8.8. Fehler bei Realisierung des 3dB Hybrids	70
8.9. Test des Gruppenlaufzeitentzerrers	71
8.10. Messungen des Gruppenlaufzeitentzerrers	72
8.11. Überlagerung des Gruppenlaufzeitentzerrer mit K-Band Filter	73
9.1. Optimiertes Allpassfilter	76



Ø3,00
Ø3,00 DURCH

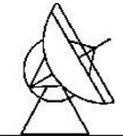
Ø2,10 DURCH
DIN 974 - Ø3,80 X 7,00

Ø2,10 DURCH

A (4 : 1)

3dB_Hybrid_oben ist identisch mit 3dB_Hybrid_unten bis auf Bohrungen 2,1mm

MPI für Radioastronomie
Auf dem Hügel 69
53121 Bonn



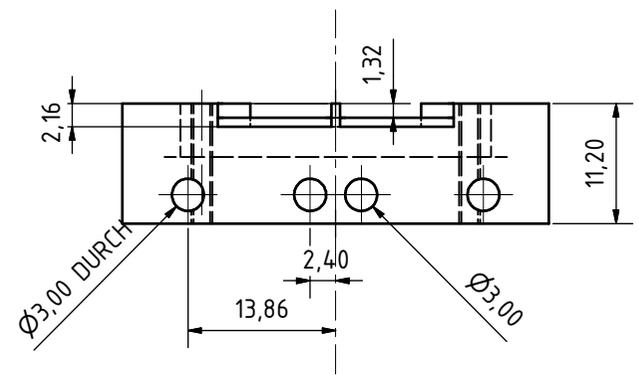
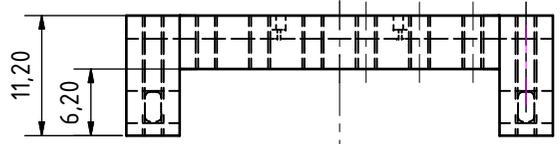
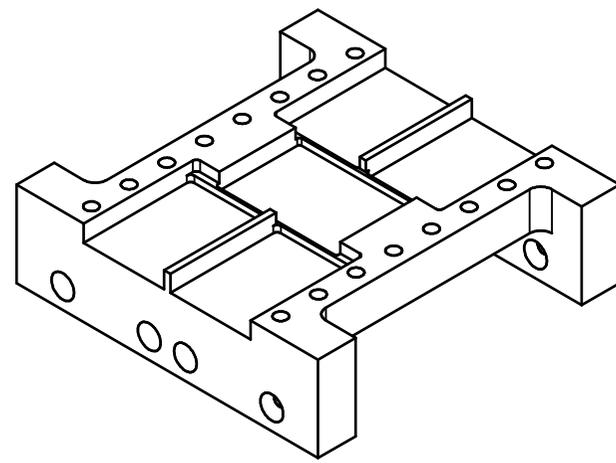
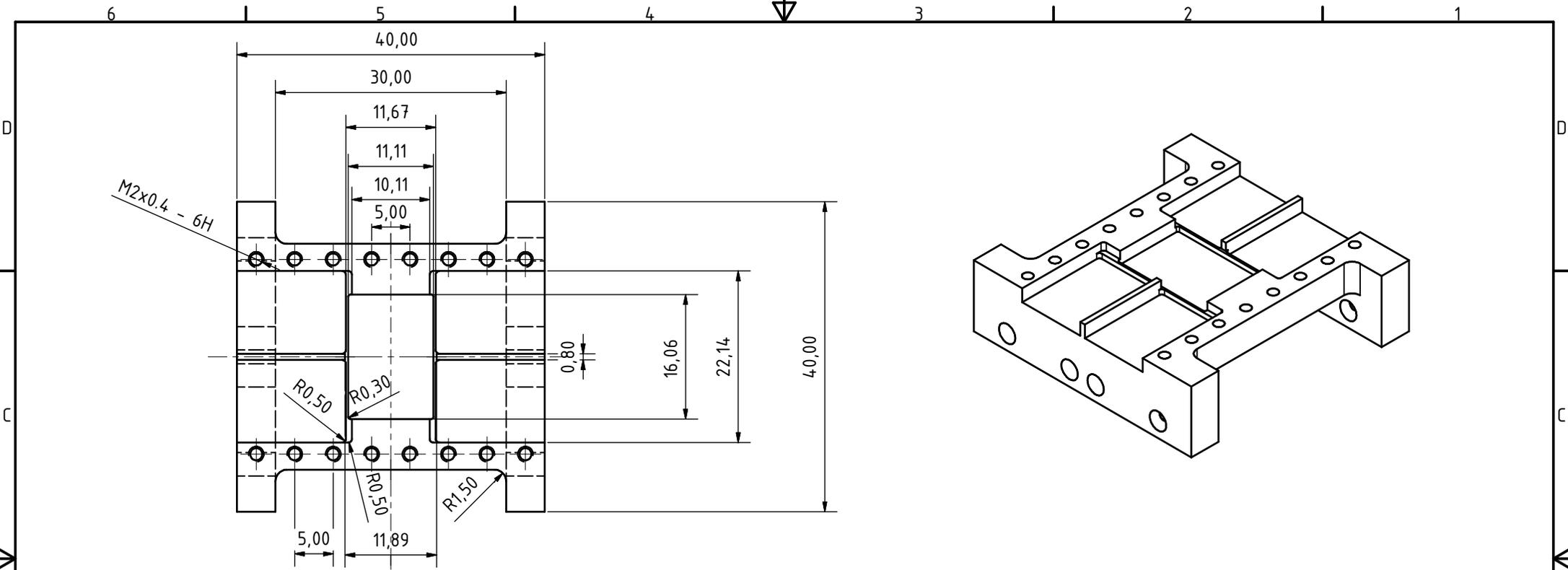
	Datum	Name
Gezeichnet	19.04.2012	Zhengwei Xia
Kontrolliert	17.04.2012	
Norm	17.04.2012	

Bauteilbezeichnung :
3dB_Hybrid_oben

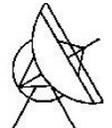
Material :

Projekt :

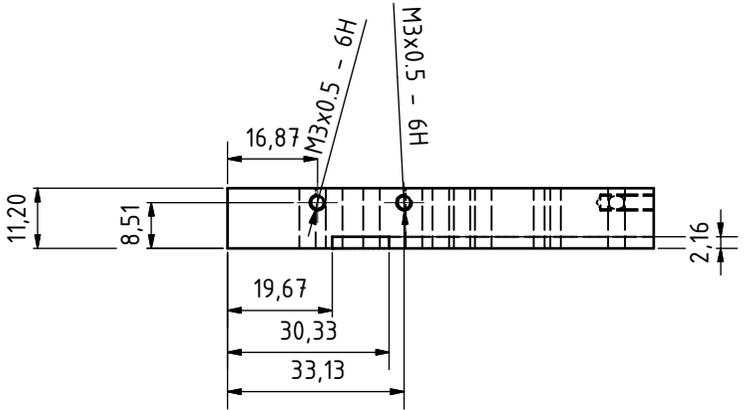
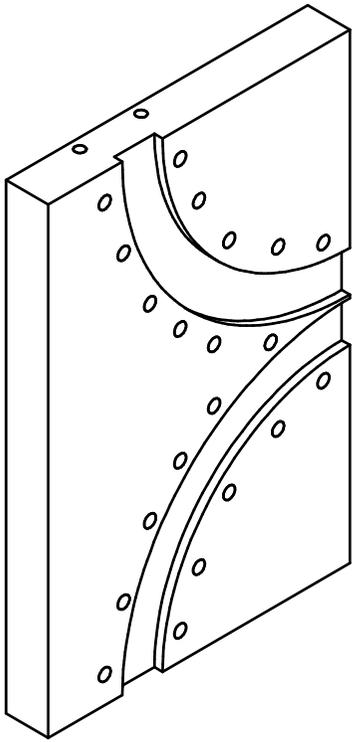
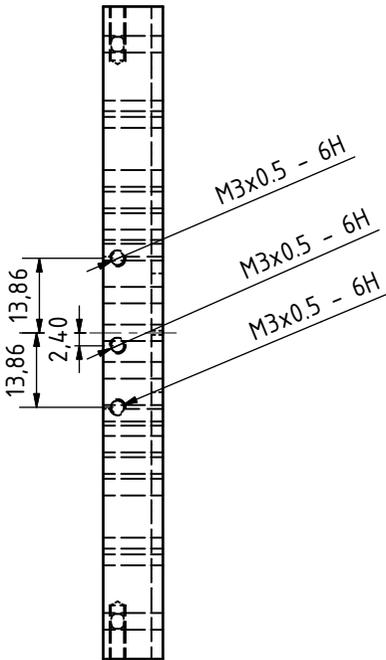
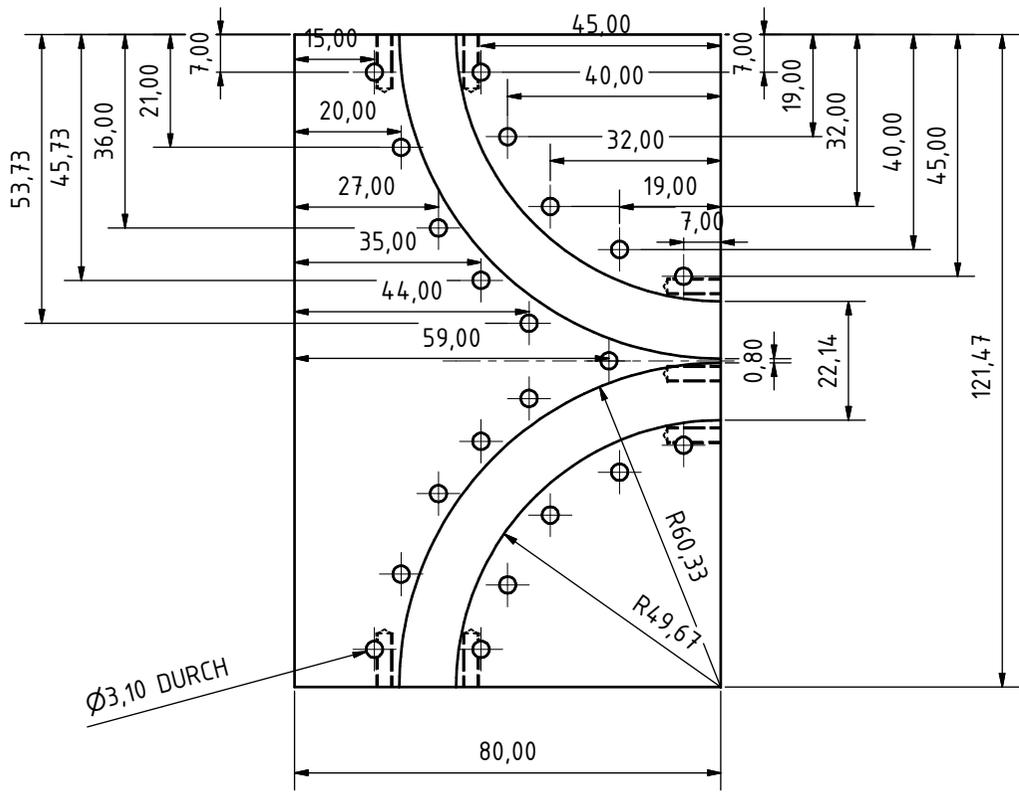
1
A3

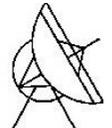


3dB_Hybrid_unten ist identisch mit 3dB_Hybrid_oben bis auf Gewindebohrungen M2

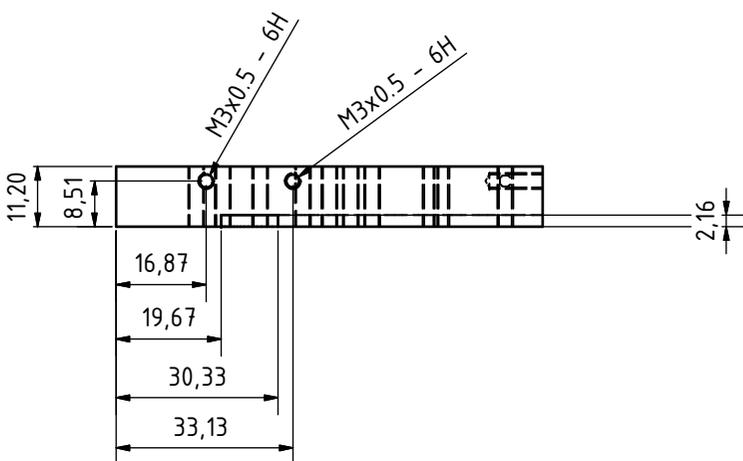
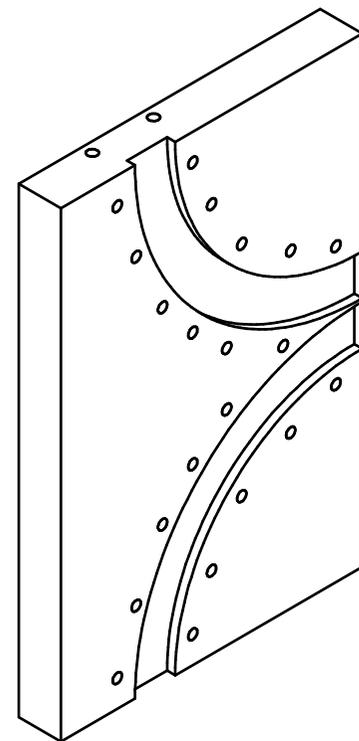
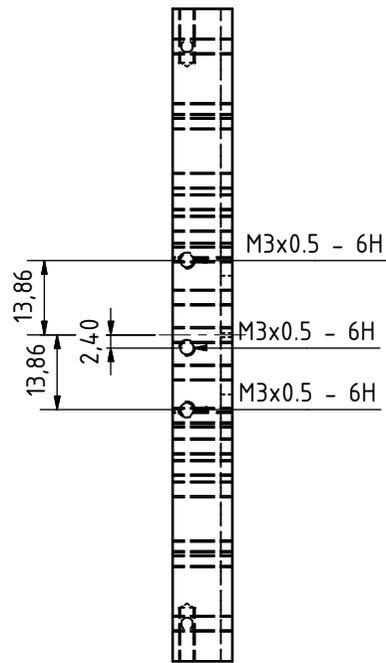
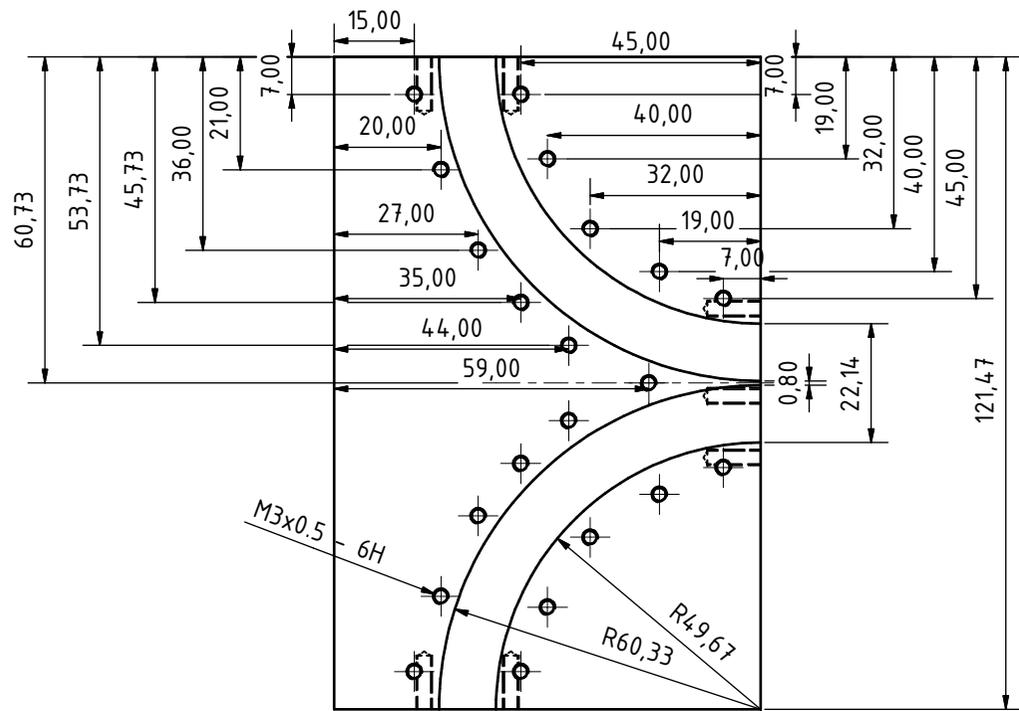
MPI für Radioastronomie Auf dem Hügel 69 53121 Bonn 	Datum	Name	Bauteilbezeichnung : 3dB_Hybrid_unten	
	Gezeichnet	19.04.2012		
	Kontrolliert	17.04.2012		Projekt : 1
	Norm	17.04.2012		
Material :			A3	

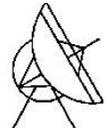
Messadapt ist dentisch mit Messadpt_Gewinde bis auf Bohrungen 3,1mm

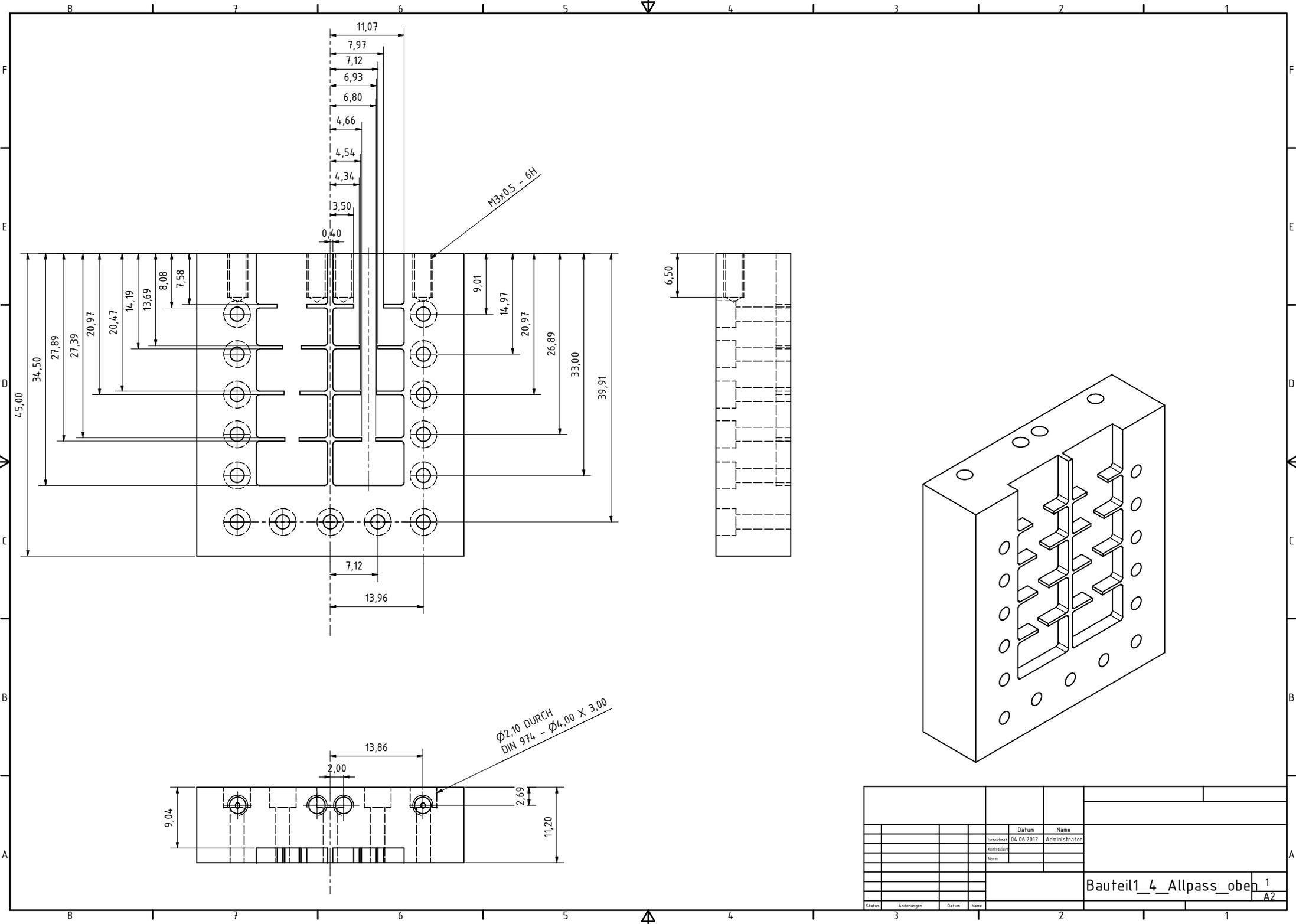


MPI für Radioastronomie Auf dem Hügel 69 53121 Bonn 	Datum	Name	Bauteilbezeichnung :	
	Gezeichnet	20.04.2012	Zhengwei Xia	Messadapt
	Kontrolliert			
	Norm			
Material :	Projekt :		1	
			A3	

Messadpt_Gewinde ist dentisch mit Messadpt bis auf Bohrungen 3,1mm



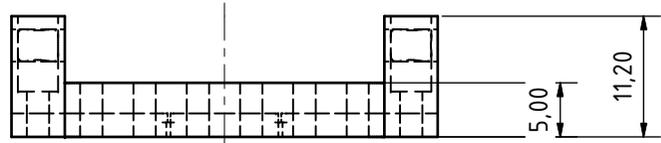
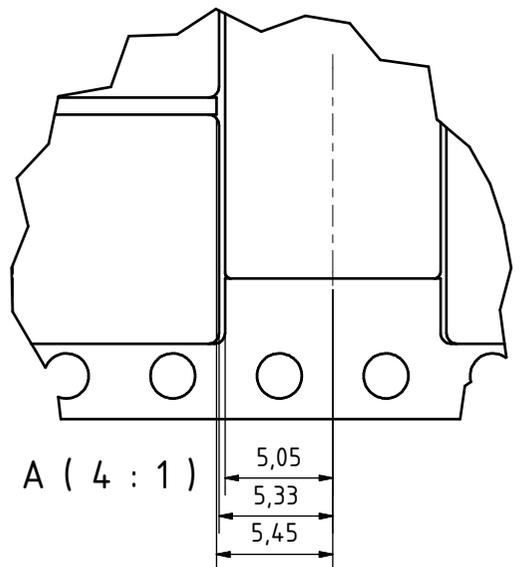
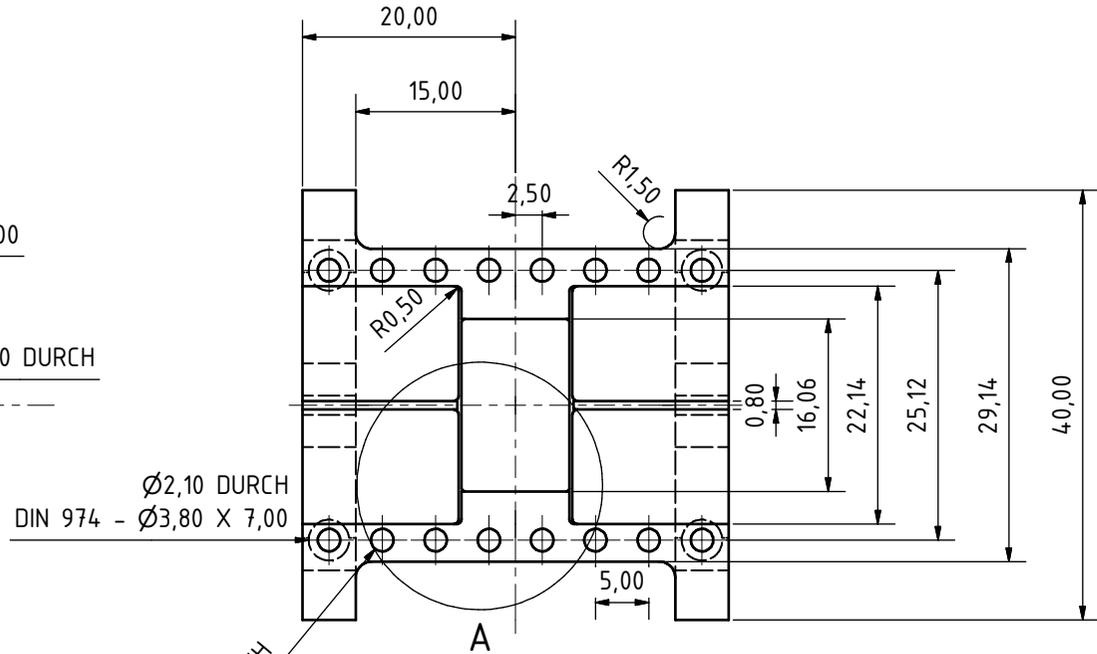
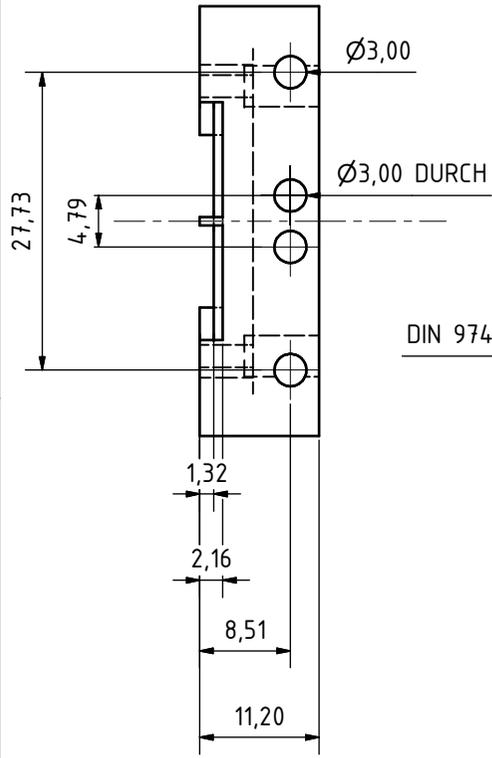
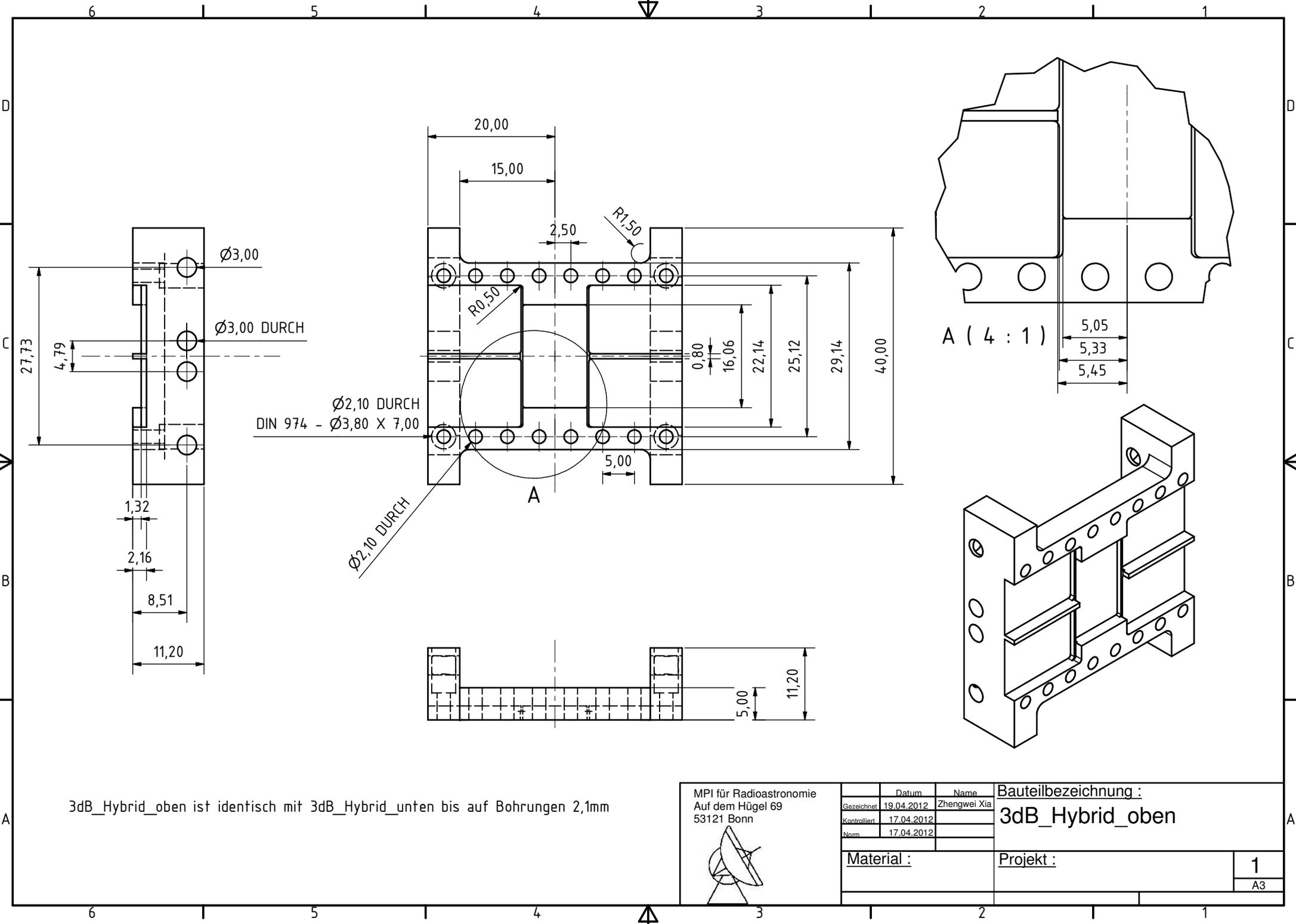
MPI für Radioastronomie Auf dem Hügel 69 53121 Bonn 	Datum	Name	Bauteilbezeichnung :	
	Gezeichnet	20.04.2012	Administrator	Messadpt_Gewinde
	Kontrolliert			
	Norm			
Material :	Projekt :		1	
				A3



M3x0.5 - 6H

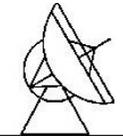
Ø2.10 DURCH
DIN 974 - Ø4.00 X 3.00

		Datum	Name		
		Gezeichnet	06.06.2012	Administrator	
		Geprüft			
		Reiniger			
		Norm			
		Bauteil1_4_Allpass_oben_1			
		A2			
Status	Änderungen	Datum	Name	2	1



3dB_Hybrid_oben ist identisch mit 3dB_Hybrid_unten bis auf Bohrungen 2,1mm

MPI für Radioastronomie
Auf dem Hügel 69
53121 Bonn



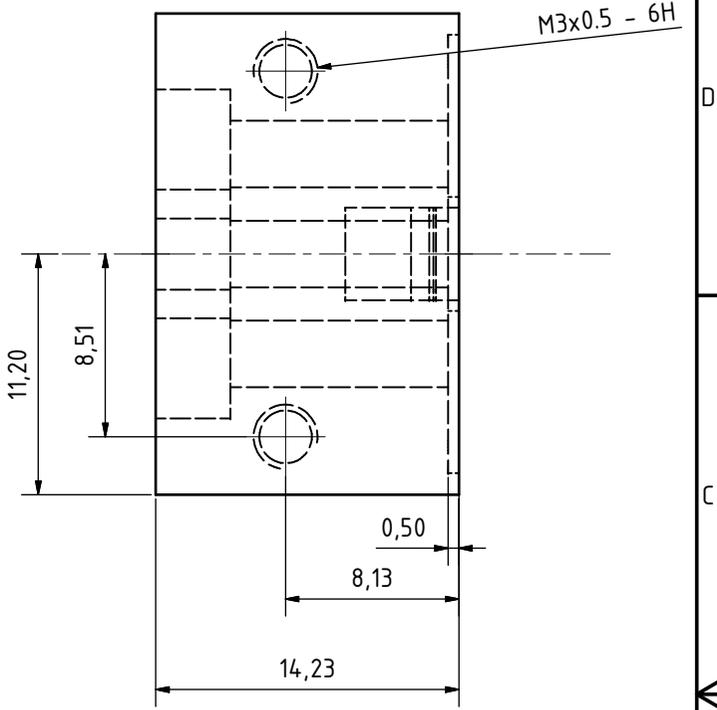
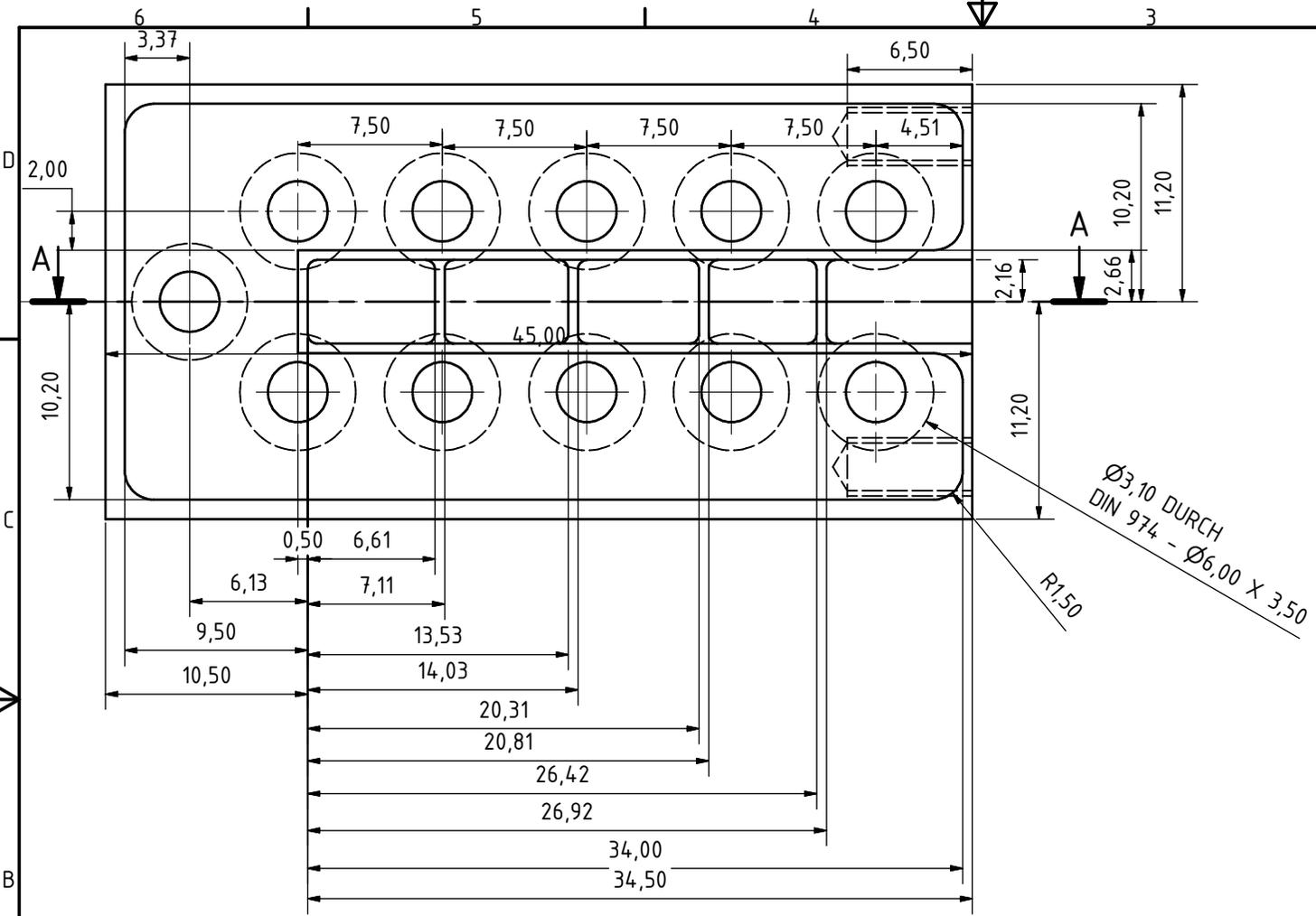
	Datum	Name
Gezeichnet	19.04.2012	Zhengwei Xia
Kontrolliert	17.04.2012	
Norm	17.04.2012	

Bauteilbezeichnung :
3dB_Hybrid_oben

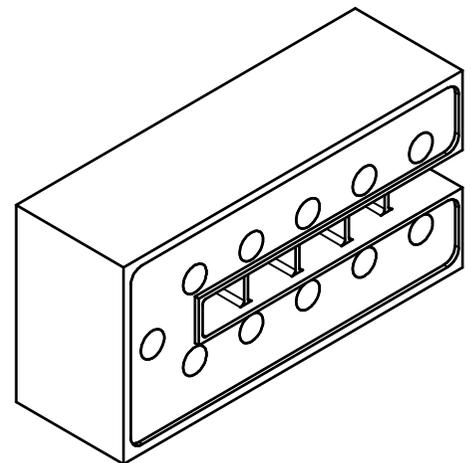
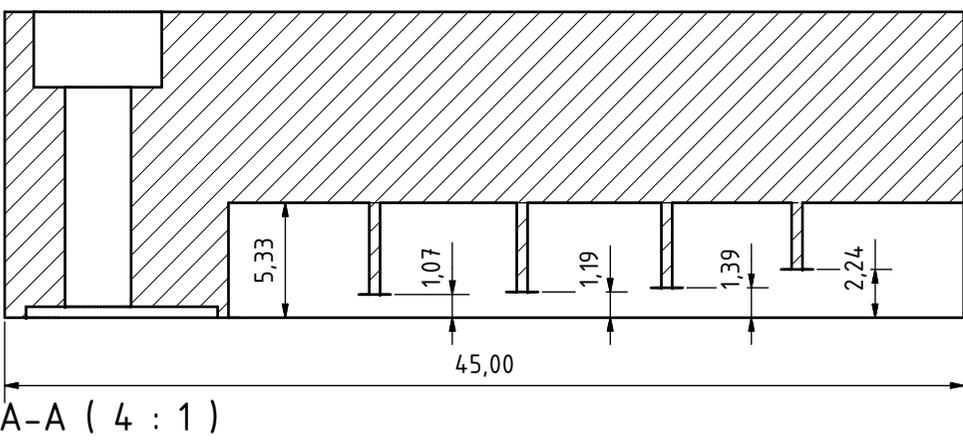
Material :

Projekt :

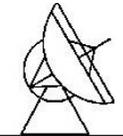
1
A3



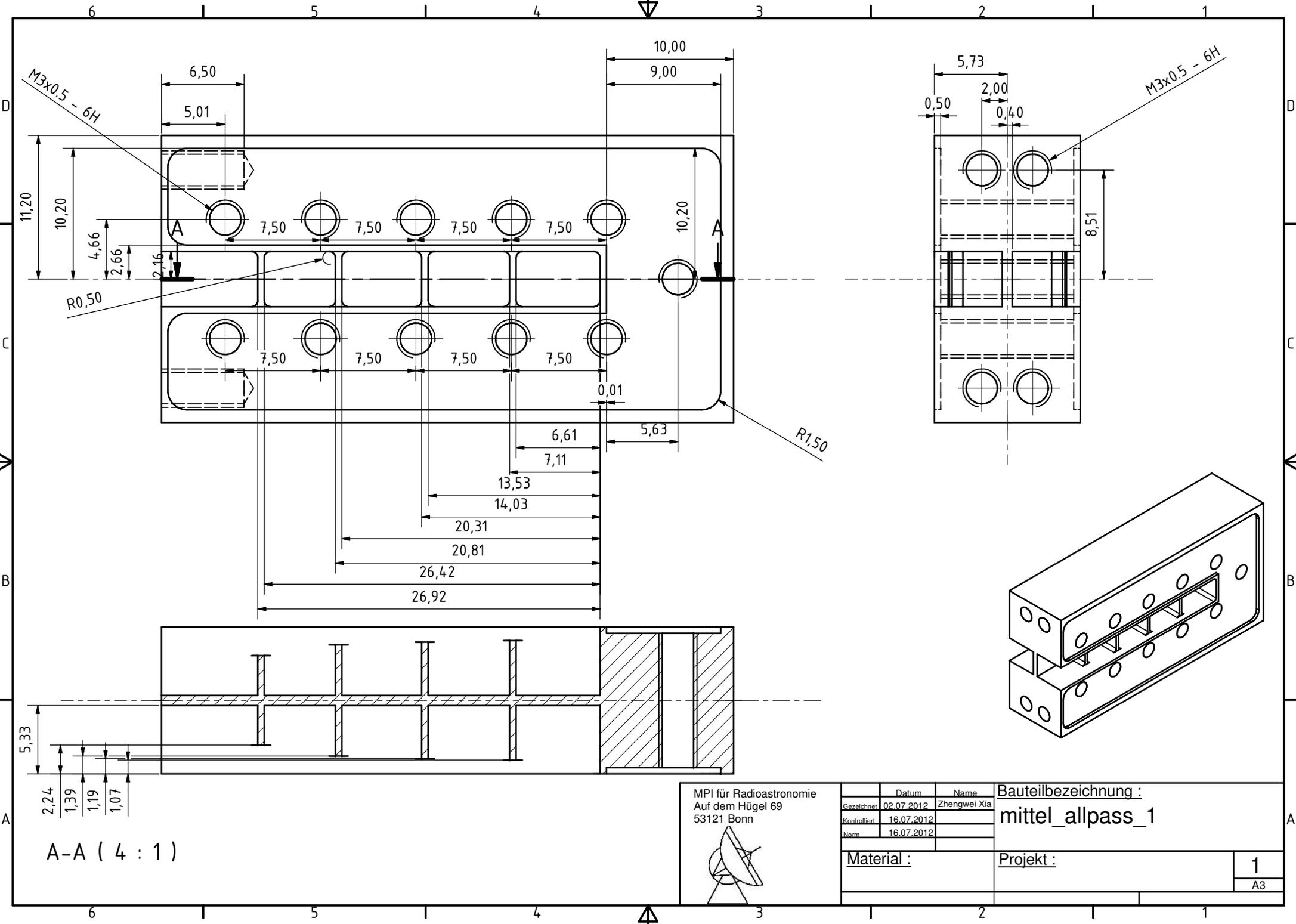
$\varnothing 3,10$ DURCH
DIN 974 - $\varnothing 6,00 \times 3,50$
R1,50



MPI für Radioastronomie
Auf dem Hügel 69
53121 Bonn



Datum		Name		Bauteilbezeichnung :	
Gezeichnet	02.07.2012	Zhengwei Xia		links_allpass	
Kontrolliert	16.07.2012				
Norm	16.07.2012				
Material :				Projekt :	
				1	
				A3	



M3x0.5 - 6H

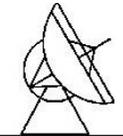
M3x0.5 - 6H

R0,50

R1,50

A-A (4 : 1)

MPI für Radioastronomie
Auf dem Hügel 69
53121 Bonn



	Datum	Name
Gezeichnet	02.07.2012	Zhengwei Xia
Kontrolliert	16.07.2012	
Norm	16.07.2012	

Bauteilbezeichnung :
mittel_allpass_1

Material :

Projekt : 1
A3