

Diplomarbeit

Erdefunkstelle für Satellitenkommunikation

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs unter Leitung von

Dipl.-Ing. Michael Fischer

und

Ao. Univ.Prof. Univ.Prof. Arpad L. Scholtz

E389

Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

Bernhard LASSACHER

9727223

Erdbrustgasse 9/7, 1160 Wien

Wien, im September 2008

Danksagung

Ich möchte mich an dieser Stelle bei meinen Betreuern Michael Fischer und Prof. Apard L. Scholtz bedanken. Danke für die ausgezeichnete Betreuung und für die vielen produktiven Anregungen.

Danke an alle meine Freunde die mich durch das Studium und durch mein bisheriges Leben begleitet haben! Hier möchte ich mich namentlich bei Andi, Peter und Corina bedanken.

Zum Schluss möchte ich mich bei meiner Familie bedanken. Danke Mutter, Papa (Dezember 2005 †), Helga, Werner, Renate und Helmut! Ohne Euch wäre es nicht möglich gewesen!

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	2
1 Einleitung	1
1.1 Anforderungen	1
1.2 Systemübersicht	2
2 Satelliten	4
2.1 Low Earth Orbit Satelliten	4
2.2 Medium Earth Orbit Satelliten	5
2.3 Geostationary Orbit Satelliten	5
2.4 Keplergesetze	6
2.5 Newton Gravitationsgesetz	7
2.6 Keplerelemente	9
2.6.1 AMSAT Keplerdatensatzes für OSCAR 13	9
3 Steuereinheit	13
3.1 Die Spannungsversorgung	14
3.2 Steuerplatine	15
3.2.1 Mikrokontroller MSP430F149	16
3.2.2 Ein- und Ausgabegruppen	21
3.2.3 RS232- und USB-Schnittstelle	25
3.3 Treiber für Rotoren	27
3.3.1 Elevationstreiber	27
3.3.2 Azimuttreiber	28
3.3.3 Kennlinien der Rotorpotentiometer	30
3.3.4 Fehlerkorrektur	34
3.4 Anzeigeplatine	35
4 Software	37
4.1 Firmware	37
4.1.1 Abfragemodul	38
4.1.2 Kalibrierung	38
4.1.3 Yaesu GS-232A Schnittstelle	39
4.2 NOVA	42
5 Hochfrequenztechnische Baugruppen	45
5.1 Kreuzyagis	45

5.1.1	Polarisation	47
5.1.2	Ebenenversatz	50
5.2	Polarisationsumschalter	51
5.3	Rauscharmer Vorverstärker	58
5.3.1	Filter	58
5.3.2	Verstärker	59
5.3.3	Messungen	60
5.4	Koaxialkabel	66
5.5	Rauschen der Gesamtanordnung	66
5.5.1	Pegelplan der Anordnung	67
6	Zusammenfassung	70
	Literaturverzeichnis	73
	Abbildungsverzeichnis	75
	Tabellenverzeichnis	77

Kapitel 1

Einleitung

In vielen Bereichen der Technik und Wissenschaft werden heute Satelliten verwendet. Die von den Satelliten gesammelten Daten werden zur Erde gesendet. Für den Empfang der Daten auf der Erde ist eine Erdefunkstelle notwendig.

Die unterschiedlichen Satellitentypen stellen dabei unterschiedlich Anforderungen an die Erdefunkstelle, beispielsweise in Bezug auf den Frequenzbereich, die Dopplerkompensation aber auch die Zeit des Funkkontaktes mit der Erdefunkstelle.

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die Anforderungen an die Erdefunkstelle. In Kapitel 2 wird ein allgemeiner Überblick zu den unterschiedlichen Satellitenarten gegeben. Zusätzlich wird auf die physikalischen Hintergründe der Satellitenbahnen, das sind die Keplergesetze in Abschnitt 2.4 und das Gravitationsgesetz in Abschnitt 2.5, eingegangen.

Für die automatische- und manuelle Antennennachführung wird ein Steuergerät benötigt. In Kapitel 3 wird das Hardwarekonzept des Steuergerätes beschrieben. Die Hardware gliedert sich dabei in unterschiedliche Module. Dieser modulare Aufbau gewährleistet einen einfachen Austausch oder eine Erweiterung von Modulen und Komponenten. Die dazu benötigte Firmware wird in Kapitel 4 beschrieben.

Die hochfrequenztechnischen Baugruppen der Erdefunkstelle werden in Kapitel 5 beschrieben. Es handelt sich hierbei um die Antennen, die Polarisationsumschalter und die rauscharmen Vorverstärker. Abschließend werden in Kapitel 6 die wichtigsten Punkte der Arbeit nochmals kurz zusammengefasst.

1.1 Anforderungen

Ziel des Gesamtprojekts ist es, eine Erdfunkstelle für Satellitenkommunikation aufzubauen. Die zwei verwendeten Betriebsfrequenzen liegen im VHF-Band¹ (Die Antenne ist auf einen Frequenzbereich von 144 bis 146 MHz optimiert, das entspricht dem 2 m-Band) und im UHF-Band² (der Frequenzbereich der Antenne

¹Very High Frequency .. Frequenzbereich von 30 bis 300 MHz \Rightarrow eine Wellenlänge von 1 bis 10 m

²Ultra High Frequency .. Frequenzbereich von 0,3 bis 3 GHz \Rightarrow eine Wellenlänge von 1 bis 10 dm

ist auf 430 bis 440 MHz optimiert das entspricht den 70 cm-Band) – beides Amateurfunkbänder. Das Gesamtsystem soll in Zukunft noch um zwei zusätzliche Frequenzen erweitert werden. Erstens um das L-Band (1200 MHz im 23 cm-Band) und zweitens um das S-Band³ (2400 MHz im 13 cm-Band).

Diese Arbeit beinhaltet die Realisierung einer Steuereinheit sowie die hochfrequenztechnische Charakterisierung der HF-Baugruppen. Das Antennensystem befindet sich am Dach des Institutsgebäudes für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik. Für beide Bänder werden Kreuzyagi-Antennen verwendet. Dadurch kann auf die optimale Polarisierung der empfangenen elektromagnetischen Welle umgeschaltet werden, bzw. mit der gewünschten Polarisierung gesendet werden. Über zwei Stellrotoren kann das Antennenmastsystem sowohl in der Elevations- als auch in der Azimutrichtung nachgeführt werden. Die Hauptaufgaben des Steuergerätes sind der automatische bzw. der manuelle Betrieb des Antennenmastsystems. Im automatischen Betrieb erhält das Steuergerät über die serielle Schnittstelle von einem Kontrollrechner die momentanen Koordinaten des Satelliten. Anhand dieser Daten werden die beiden Rotoren gesteuert. Dabei wird eine Genauigkeit von $\pm 1^\circ$ gefordert.

1.2 Systemübersicht

Das vom Satelliten ausgesandte Signal wird durch die Atmosphäre (im speziellen durch die Ionosphäre⁴ – die wiederum stark von der Sonnenaktivität abhängig ist) beziehungsweise durch die gegebenen Wetterverhältnisse zum Teil stark in seiner Leistung und Polarisierung beeinträchtigt. Darum werden Kreuzyagi-Antennen verwendet, um auf verschiedene Polarisierungen umschalten zu können. Die vier möglichen Polarisationsarten sind:

- horizontal polarisiert
- vertikal polarisiert
- rechts zirkular polarisiert
- links zirkular polarisiert

Um die unterschiedlichen Polarisierungen auch nutzen zu können, ist ein Polarisationsumschalter (Abschnitt 5.2) notwendig. Dieser befindet sich direkt am Antennenmast. Er ist über ein Koaxialkabel mit der Antenne verbunden. Vom Polarisationsumschalter geht es über ein Koaxialkabel weiter zum rauscharmen

³nach ITU (International Telecommunication Union) werden Frequenzen zwischen 1 und 2 GHz dem L-Band und Frequenzen zwischen 2 und 4 GHz dem S-Band zugeordnet

⁴Die Ionosphäre ist jener Teil der Atmosphäre die eine hohe Konzentration von Ionen und freien Elektronen enthält; Die Ionisation erfolgt durch energiereiche Anteile der Sonnenstrahlung.

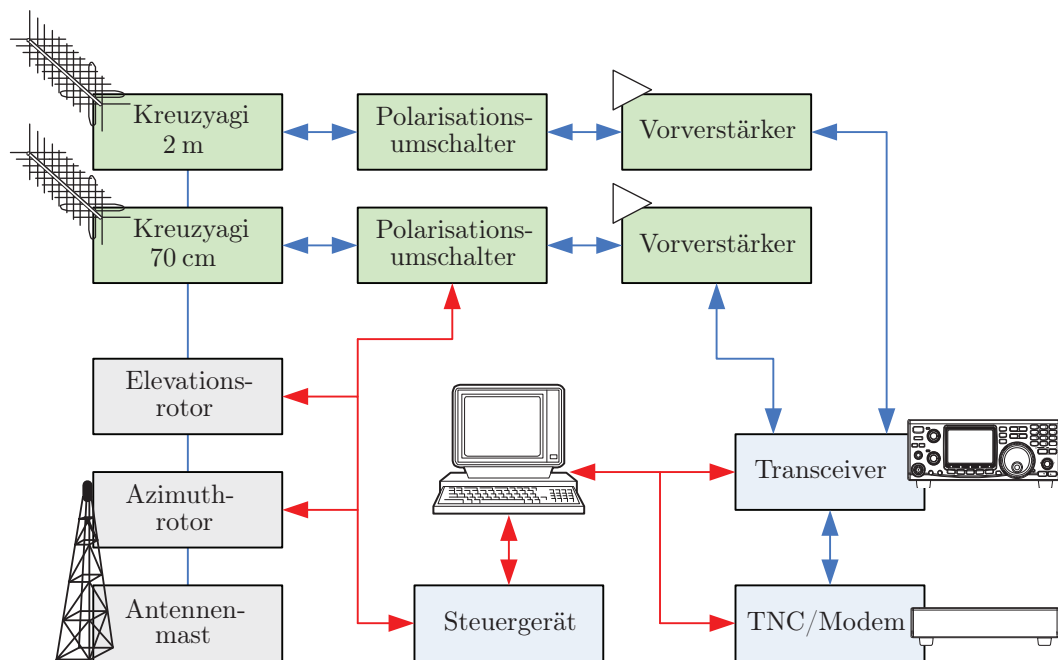


Abbildung 1.1: Überblick Gesamtsystem.

Vorverstärker⁵ (Abschnitt 5.3). Dieser verstärkt nur das Empfangssignal. Das Sendesignal wird vom Vorverstärker nicht verstärkt sondern direkt durchgeschliffen. Vom Vorverstärker geht das Signal weiter in die Funkstelle des Institutes. Dort befinden sich der Transceiver der TNC⁶, das Steuergerät und der Kontrollrechner. Das Gesamtsystem ist in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt. Die roten Pfade stellen dabei Steuer- und Kontrollleitungen dar, die blauen Pfade die Daten- und Nachrichtenleitungen.

⁵auch LNA für Low Noise Amplifier

⁶Terminal Node Controller

Kapitel 2

Satelliten

Die Geschichte der Satelliten begann am 4. Oktober 1957 mit dem russischen Satelliten Sputnik 1¹. Dieses Ereignis läutete ein neues Zeitalter ein - das der Raumfahrt. Vier Wochen nach dem Start von Sputnik 1 wurde Sputnik 2 mit der Hündin Laika in die Umlaufbahn geschossen. Das war der Beweis, dass ein bemannter Raumflug möglich ist. Diese Ereignisse führten dazu, dass in den Vereinigten Staaten von Amerika die NASA² gegründet wurde. Am 31. Jänner 1958 gelang es den Amerikanern, ihren ersten Satelliten Explorer 1³ in die Umlaufbahn zu bringen. Seit diesem Zeitpunkt werden Satelliten in den verschiedensten Gebieten wie Militär, Forschung, Meteorologie, Rundfunk und Fernsehen und vielen anderen technischen Entwicklungen (zum Beispiel GPS⁴) genutzt.

Satelliten können nach ihren Umlaufbahnen – den sogenannten Orbits – charakterisiert werden. Es gibt eine Vielzahl unterschiedlicher Umlaufbahnen. Die genaue geometrische Beschreibung der Bahn erfolgt mittels Keplerelementen. Es gibt zwei unterschiedliche Darstellungsformen. Erstens das NASA 2-Line Format und zweitens das AMSAT⁵-Format (siehe Abschnitt 2.4). Sie beschreiben die genaue Flugbahn bezogen auf die Äquatorebene der Erde und auch deren zeitliches Verhalten.

2.1 Low Earth Orbit Satelliten

Low Earth Orbit Satelliten, kurz LEO Satelliten genannt, sind die erdnächsten Satelliten. Ihre Flughöhe beträgt zwischen 500 und 1500 km zur Erdoberfläche. Ein großer Vorteil der LEO Satelliten liegt in den niedrigen Signallaufzeiten (je nach Entfernung 4 bis 12 ms). Die Fluggeschwindigkeit eines LEO Satelliten beträgt um die 7 km/s. Daraus ergibt sich ein Funkkontakt von ca. einer viertel Stunde pro Überflug. Für eine Erdumrundung benötigt der Satellit zwischen 1,4 bis 2,5 Stunden. Wegen der hohen Geschwindigkeit ist bei den LEO Satelliten die Dopplerverschiebung am größten. Bezogen auf einen minimalen Empfangsleis-

¹aus dem Russischen für Weggefährten

²National Aeronautics and Space Administration

³aus dem Englischen für Erforscher

⁴Global Positioning System

⁵Radio Amateur Satellite Corporation

tungspegel der Erdefunkstelle benötigen LEO Satelliten die geringste Sendeleistung. Für eine globale Funkversorgung sind sehr viele Satelliten notwendig⁶. Die Einsatzgebiete reichen von Wettersatelliten über Spionagesatelliten bis zu Forschungssatelliten (z.B. MOST⁷). Sie werden aber auch im Amateurfunkbereich genutzt.

2.2 Medium Earth Orbit Satelliten

Der Orbit der Medium Earth Orbit Satelliten kurz MEO Satelliten liegt zwischen dem der LEO Satelliten und der GEO Satelliten (Abschnitt 2.3). Die Flughöhe liegt zwischen 6000 und 20000 km. Wegen der größeren Entfernung sind für die Funkversorgung im Vergleich zu LEO Satelliten weniger Satelliten notwendig. Dafür werden höhere Sendeleistungen benötigt. Im Vergleich zu LEO Satelliten ist der Doppler-Effekt geringer. Die Signallaufzeit beträgt zwischen 40 und 100 ms. Die Umlaufdauer liegt je Entfernung zwischen 4 und 12 Stunden.

GPS Satelliten sind eine typische Anwendung von MEO Satelliten. Insgesamt werden dazu 24 Satelliten benötigt (21 für den aktiven Betrieb und 3 als Reserve). Für die Positionsbestimmung sind immer 3 Satelliten notwendig. Der Inklinationwinkel beträgt zwischen 45° und 65° .

MEO Satelliten werden zwischen dem inneren und äußeren Van Allen Gürtel betrieben. Die Van Allen Gürtel sind ein stark ionisiertes Gebiet in dem kein Satellitenbetrieb möglich ist. Die Existenz des Van Allen Gürtel wurde mit dem ersten amerikanischen Satelliten (Explorer 1) entdeckt.

2.3 Geostationary Orbit Satelliten

Der geostationäre Satellit kurz GEO Satellit befindet sich in der Äquatorebene (das entspricht einem Inklinationwinkel von 0°). Satelliten mit einer Distanz von 35786 km zur Erdoberfläche bewegen sich in der geosynchronen Umlaufbahn. In dieser Entfernung rotiert der Satellit mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit wie die Erde (bezogen auf die Erdachse). Daraus resultiert eine Fluggeschwindigkeit von 3 km/s. Weiters folgt, dass ein Beobachter auf der Erde, den Satelliten immer auf der gleichen Position sieht, also geostationär. Daher können in diesem Fall Antennen fix auf den Satelliten ausgerichtet werden und müssen nicht nachgeführt werden. Da die Satelliten in der Äquatorebene liegen reicht für die Positionsbestimmung die Angabe des Längengrades. Auch hier ist der Bezug Greenwich der nullte Längengrad. Die positive Zählrichtung ist Richtung Osten. Gebiete über dem 70. nördlichen oder südlichen Breitengrad können nur mehr mangelhaft versorgt werden, da der Elevationswinkel zu groß wird. Die Laufzeit kann bis zu 300 ms betragen. Im Vergleich zu LEO und MEO Satelliten sind hier die Positionierungskosten (also der Transfer in den Orbit) am höchsten. Auch die benötigte

⁶das System Globalstar benötigt zum Beispiel 48 Satelliten

⁷Microvariability and Oscillations of STars; siehe [1]

Sendeleistung und der Antennengewinn sind höher als bei LEO und MEO Satelliten. Die Flugbahn wird durch Sonne und Mond beeinflusst, sodass die Bahn des Satelliten immer wieder korrigiert werden muss.

2.4 Keplergesetze

Um die bestmögliche Empfangssignalqualität zu erreichen muss die Antenne dem Satelliten in der Regel nachgeführt werden. Das heißt die genaue Position des Satelliten muss bekannt sein. Die Bahn auf der sich ein Satellit bewegt wird durch die Keplergesetze beschrieben. Die Keplergesetze werden hier für die Bahn eines Satelliten beschrieben. Sie können natürlich auf alle Himmelskörper angewendet werden (siehe auch [2, Meyers Rechenduden: Planetenbahnen]).

Erstes Keplergesetz Die Umlaufbahn eines Satelliten beschreibt eine Ellipse, in deren Brennpunkt die Erde steht.

Mathematisch ist die Ellipse als Punktmenge definiert, für die die Summe der Abstände von zwei Punkten – den sogenannten Brennpunkten – gleich $2a$ ist.

$$E = \forall P \{ |\overline{F_1P}| + |\overline{F_2P}| = 2a \} \quad (2.1)$$

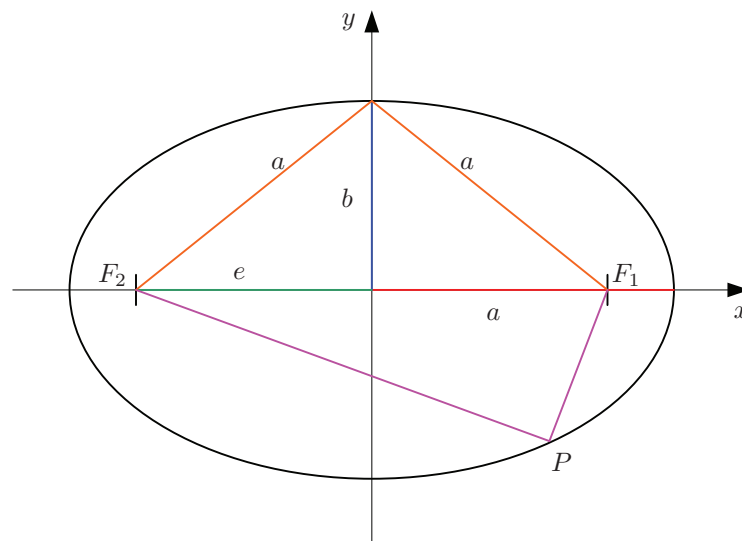


Abbildung 2.1: Geometrische Verhältnisse bei einer Ellipse.

Eine Ellipse die in einem kartesischen Koordinatensystem (siehe Abbildung 2.1) liegt und deren Flächenschwerpunkt mit dem Koordinatenursprung zusammen fällt, die Hauptachse a in x und die Nebenachse b in y Richtung liegen, kann wie folgt definiert werden:

$$\left(\frac{x}{a}\right)^2 + \left(\frac{y}{b}\right)^2 = 1 \quad (2.2)$$

Die Exzentrizität e gibt den Abstand vom Brennpunkt zum Mittelpunkt an

$$e = \sqrt{a^2 - b^2}. \quad (2.3)$$

Die numerische Exzentrizität ε (siehe auch Tabelle 2.1) ist das Verhältnis zwischen Exzentrizität und der Halbachse a :

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{a^2 - b^2}}{a} = \frac{e}{a} \in [0, 1) \quad (2.4)$$

Bei der numerischen Exzentrizität $\varepsilon = 0$ degeneriert die Ellipse zu einem Kreis.

Zweites Keplergesetz Der Ortsvektor von der Erde zum Satelliten überstreicht in gleicher Zeit die gleiche Fläche (siehe Abbildung 2.2).

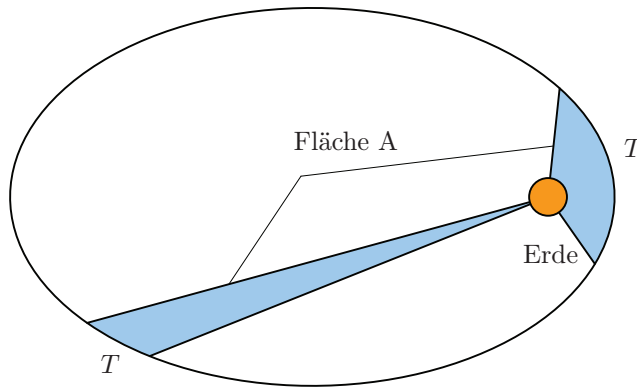


Abbildung 2.2: Zweites Keplergesetz: Gleiche Fläche in gleicher Zeit.

Drittes Keplergesetz Die Quadrate der Umlaufzeiten verschiedener Satelliten sind den Kuben der größeren Halbachse proportional.

$$\left(\frac{T_1}{T_2}\right)^2 = \left(\frac{a_1}{a_2}\right)^3 \quad (2.5)$$

2.5 Newton Gravitationsgesetz

Die Gravitationskraft zwischen zwei Massekörpern mit den Massen M_S und M_E ist proportional zum Produkt der Massen und umgekehrt proportional zum Quadrat des Abstandes (aus [3, Handbuch Physik]). Dabei bezieht sich der Abstand auf die Masseschwerpunkte. Weiters muss noch die Gravitationskonstante G berücksichtigt werden. Diese ist eine Naturkonstante und beträgt

$$G = 6,673 \cdot 10^{-11} \frac{\text{m}^3}{\text{kg} \cdot \text{s}^2}.$$

Die Erdmasse beträgt

$$M_E = 5,9736 \cdot 10^{24} \text{kg}.$$

Der formale Zusammenhang lautet

$$F_G = \frac{GM_S M_E}{r_S^2}. \quad (2.6)$$

Aus dem Abstand Satellit zu Erde und den bekannten Massen kann über die Zentrifugalkraft auf die Geschwindigkeit des Satelliten zurückgerechnet werden. Diese muss im Fall von LEO und MEO Satelliten wegen der Dopplerkompensation, aber auch um das Antennensystem dem Satelliten nachzuführen, bekannt sein. Die Zentrifugalkraft ist

$$F_G = \frac{M_S v_S^2}{r_S} = M_S \omega^2 r_S. \quad (2.7)$$

Durch Gleichsetzen der beiden Formeln

$$\frac{M_S v_S^2}{r_S} = \frac{GM_S M_E}{r_S^2} \quad (2.8)$$

errechnet sich die Geschwindigkeit des Satelliten zu

$$v_S = \sqrt{\frac{GM_E}{r_S}}. \quad (2.9)$$

Aus Gleichung 2.6 und Gleichung 2.7 kann auch der Radius ermittelt werden:

$$r_S = \sqrt[3]{\frac{M_E G}{\omega^2}} \quad (2.10)$$

Der Radius bezieht sich auf die Masseschwerpunkte. Bezogen auf die Erdoberfläche muss der Radius noch korrigiert werden. Weiters ergibt sich die Winkelgeschwindigkeit ω zu

$$\omega = \frac{2\pi}{T}, \quad (2.11)$$

und daraus

$$\bar{r}_S = \sqrt[3]{\frac{GM_E T^2}{4\pi^2}} - r_E. \quad (2.12)$$

Die Periodendauer einer Erdumrundung eines GEO Satelliten beträgt 23 Stunden 56 Minuten und 4,09 Sekunden also insgesamt 86164,09 Sekunden⁸. Mit einem mittleren Erdradius $r_E = 6371$ km ergibt sich die Distanz Erdoberfläche/GEO Satellit zu 35786 km.

2.6 Keplerelemente

2.6.1 AMSAT Keplerdatensatzes für OSCAR 13

Um die Satellitenflugbahn exakt zu bestimmen muss diese mittels eines RADAR⁹-Gerätes vermessen werden. In Tabelle 2.1 ist eine Auflistung des Keplersatzes von OSCAR 13¹⁰ dargestellt [4, Bahnberechnung von Satelliten].

Tabelle 2.1: Keplerelemente des Satelliten OSCAR 13.

Deutsche Bezeichnung	AMSAT	Keplerdaten	Einheit
Epoche	Epoch time	93206,6284	
Inklination i	Inclination	57,8808	Grad
Winkel des aufsteigenden Knotens zum Frühlingspunkt	RA of node	303,8211	Grad
Exzentrizität ε	Eccentricity	0,7222740	
Argument des Perigäums	Arg of perigee	320,4229	Grad
Mittlere Anomalie M	Mean anomaly	4,8494	Grad
Mittlere Bewegung pro Tag	Mean motion	2,09717309	$\frac{\text{Umdrehungen}}{\text{Tag}}$
Änderung der mittleren Bewegung pro Tag	Decay rate	$1,11 \cdot 10^{-6}$	$\frac{\text{Umdrehungen}}{\text{Tag}^2}$
Umlaufnummer seit dem Start	Epoch rev	3916	

Inklination Die Inklination ist jener Winkel (Abbildung 2.3) den die Ebene in der sich die Satellitenbahn befindet und die Äquatorebene einschließt. Bei einer Inklination von genau 90° verläuft die Satellitenbahn direkt über den Polen.

Perigäum und Apogäum Das Perigäum ist der Punkt mit dem kleinsten Abstand zwischen dem Satelliten und der Erde, das Apogäum ist der Punkt mit dem größten Abstand zwischen dem Satelliten und der Erde (Abbildung 2.4).

⁸eben die selbe Zeit wie die Erde benötigt sich einmal um die eigene Achse zu drehen

⁹RADio Detection And Ranging

¹⁰Orbital Satellite Carrying Amateur Radio

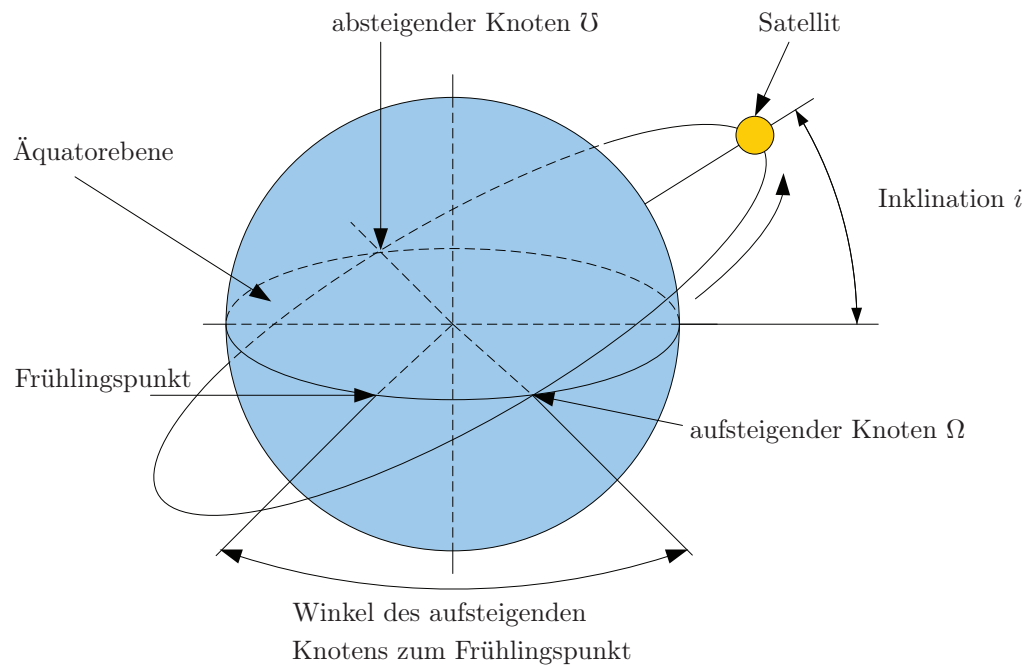


Abbildung 2.3: Die Inklination der Satellitenbahnebene.

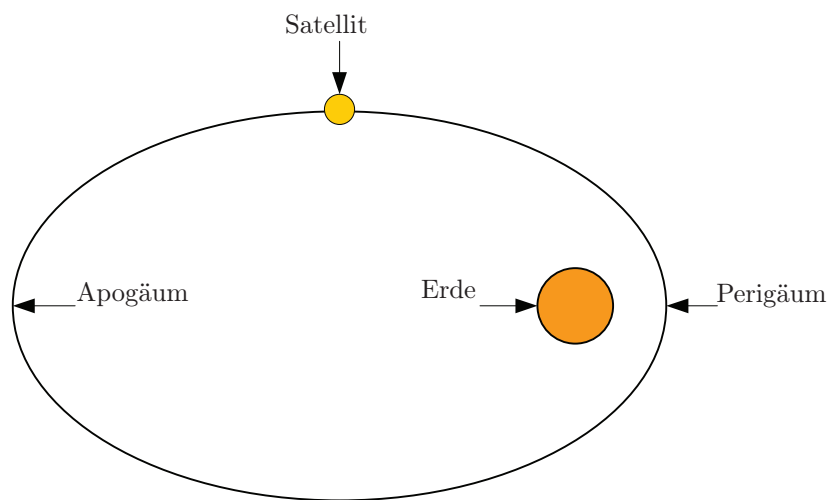


Abbildung 2.4: Perigäum und Apogäum einer Satellitenbahn.

Elevation Der Einfallswinkel den die Erde mit der Hauptstrahlrichtung der Antenne – bezogen auf die Erdoberfläche – einschließt, wird als Elevation bezeichnet (siehe Abbildung 2.5).

Aufsteigender Knoten und Frühlingspunkt Der Punkt an dem die Satellitenbahn die Äquatorebene von Süden nach Norden durchstößt, wird als aufsteigender Knoten Ω bezeichnet. Der Frühlingspunkt der Erde ist jener Punkt in der

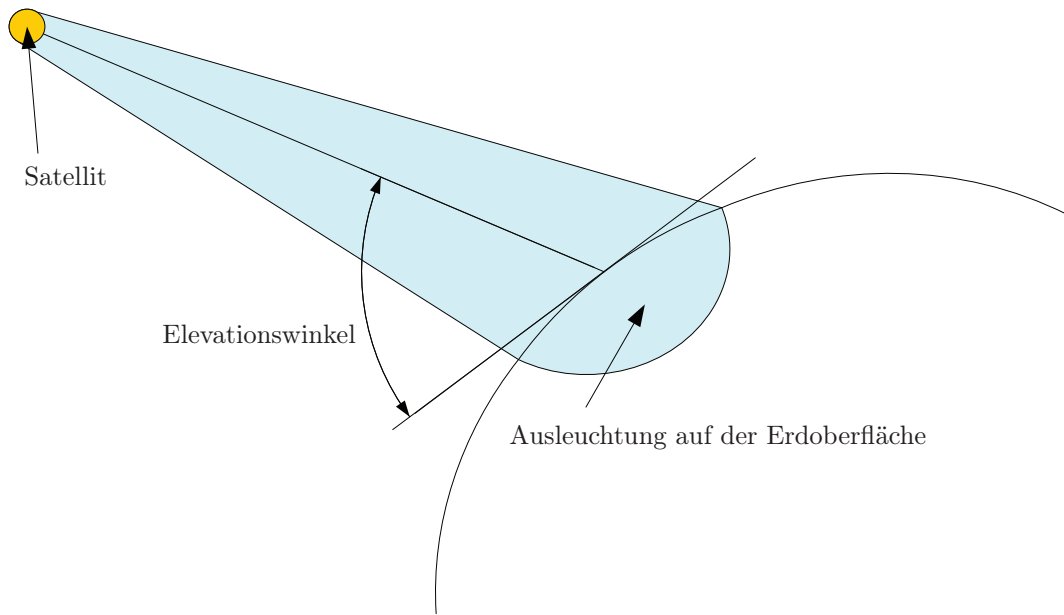


Abbildung 2.5: Der Elevationswinkel.

Ekliptik¹¹ an dem die Sonne genau am astronomischen Frühlingsanfang steht. Der Winkel zwischen den beiden Punkten wird als „Winkel des aufsteigenden Knotens zum Frühlingspunkt“ bezeichnet (siehe Abbildung 2.3 und Tabelle 2.1).

Das Argument der Perigäums Das Argument des Perigäums ist jener Winkel den das Perigäum und der aufsteigende Knoten miteinander einschließen.

Mittlere Anomalie Nach dem 2. Kepler’schen Gesetz überschreitet der Satellit gleiche Flächen in gleicher Zeit. Ausgangspunkt ist das Perigäum, zum Zeitpunkt $t_0 = 0$. Zum Zeitpunkt t_1 befindet sich der Satellit auf einem Punkt der Ellipse. Das Verhältnis von t_1 zu T ist gleich wie das Verhältnis mittlere Anomalie zu 2π . T ist die Dauer für eine Umrundung. Die genauen geometrischen Beziehungen der Flächen EPS und EPS' sind in Abbildung 2.6 ersichtlich. Aus

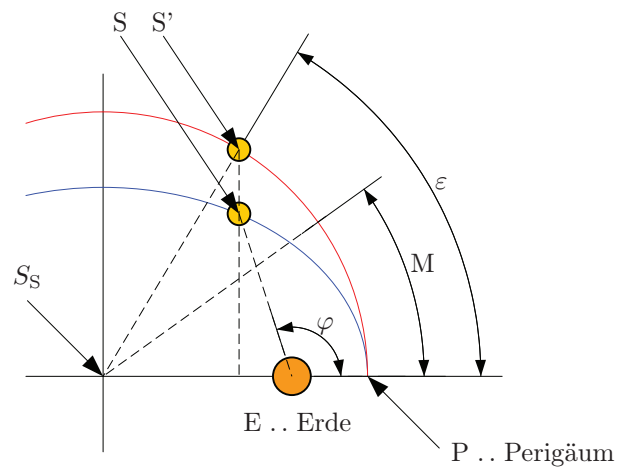
$$\frac{t_1}{T} = \frac{M}{2\pi} = \frac{EPS}{ab\pi} = \frac{EPS'}{a^2\pi} \quad (2.13)$$

errechnet sich die mittlere Anomalie zu

$$M = \frac{t_1}{T} \cdot 2\pi = \frac{2EPS}{ab} = \frac{2EPS'}{a^2}. \quad (2.14)$$

Die wahre Anomalie φ ist jener Winkel der von den Strecken \overline{EP} und \overline{ES} eingeschlossen wird.

¹¹Die Ekliptik ist jene Ebene in der die Ellipse Erde/Sonne liegt.



M ... mittlere Anomalie	S' ... fiktiver Satellit auf Kreisbahn zum Zeitpunkt t_1
φ ... wahre Anomalie	S ... Satellit auf Ellipse zum Zeitpunkt t_1
ε ... exzentrische Anomalie	S_S ... Flächenschwerpunkt von Ellipse und Kreis

Abbildung 2.6: Die mittlere Anomalie.

Die exzentrische Anomalie ε ist jener Winkel der von den Strecken $\overline{S_S P}$ und $\overline{S_S S'}$ eingeschlossen wird¹².

¹²auf einer Kreisbahn bewegen sich Objekte mit einer konstanten Geschwindigkeit; im Gegensatz zur Ellipse (2. Kepler'sches Gesetz)

Kapitel 3

Steuereinheit

Ein Großteil der Arbeit beschäftigt sich mit der Realisierung des Steuergerätes. Es unterstützt sowohl einen automatischen als auch einen manuellen Betrieb der Antennennachführung. Für den automatischen Betrieb ist ein zusätzlicher Kontrollrechner (siehe Abbildung 1.1 und Abbildung 3.1) notwendig. Auf diesem ist das Zielverfolgungsprogramm NOVA vom Hersteller NLSA¹ installiert. Über das Programm-Setup können die gewünschten Satelliten und der Standort der Erdefunkstelle ausgewählt werden. Über die Keplerelemente der Satelliten errechnet das Programm NOVA die Bahndaten. Die so generierten Sollwinkel (der Elevations- und der Azimutwinkel) werden über eine RS232 Schnittstelle zum Steuergerät gesendet. Dabei wird das YAESU Protokoll GS-232A implementiert [6, Datenblatt]. Umgekehrt sendet das Steuergerät die Istwerte zu NOVA. An der Programmoberfläche werden Ist- und Sollwerte angezeigt. Weiters wird im Programm NOVA die genaue Flugbahn des Satelliten und die Ausleuchtung auf der Erdoberfläche (siehe Abbildung 4.5) grafisch dargestellt.

Das Steuergerät besteht aus folgenden Komponenten:

- einem 24 V und einem 30 V Transformator
- Platine für die 12 V und 5 V Gleichspannungsversorgung
- Platine für die 24 V Gleichspannungsversorgung
- Steuerplatine mit JTAG-Anschluss²
- Treiberplatine für den Elevationsrotor
- Treiberplatine für den Azimutrotor
- Anzeigeplatine
- eine RS232- und eine USB-Schnittstelle
- manuelle Steuereinrichtung (Joystick)

¹Northern Lights Software Associates [5]

²Joint Test Action Group .. der JTAG-Anschluss ist nötig um den Mikrochip zu programmieren, zum Debuggen und Testen

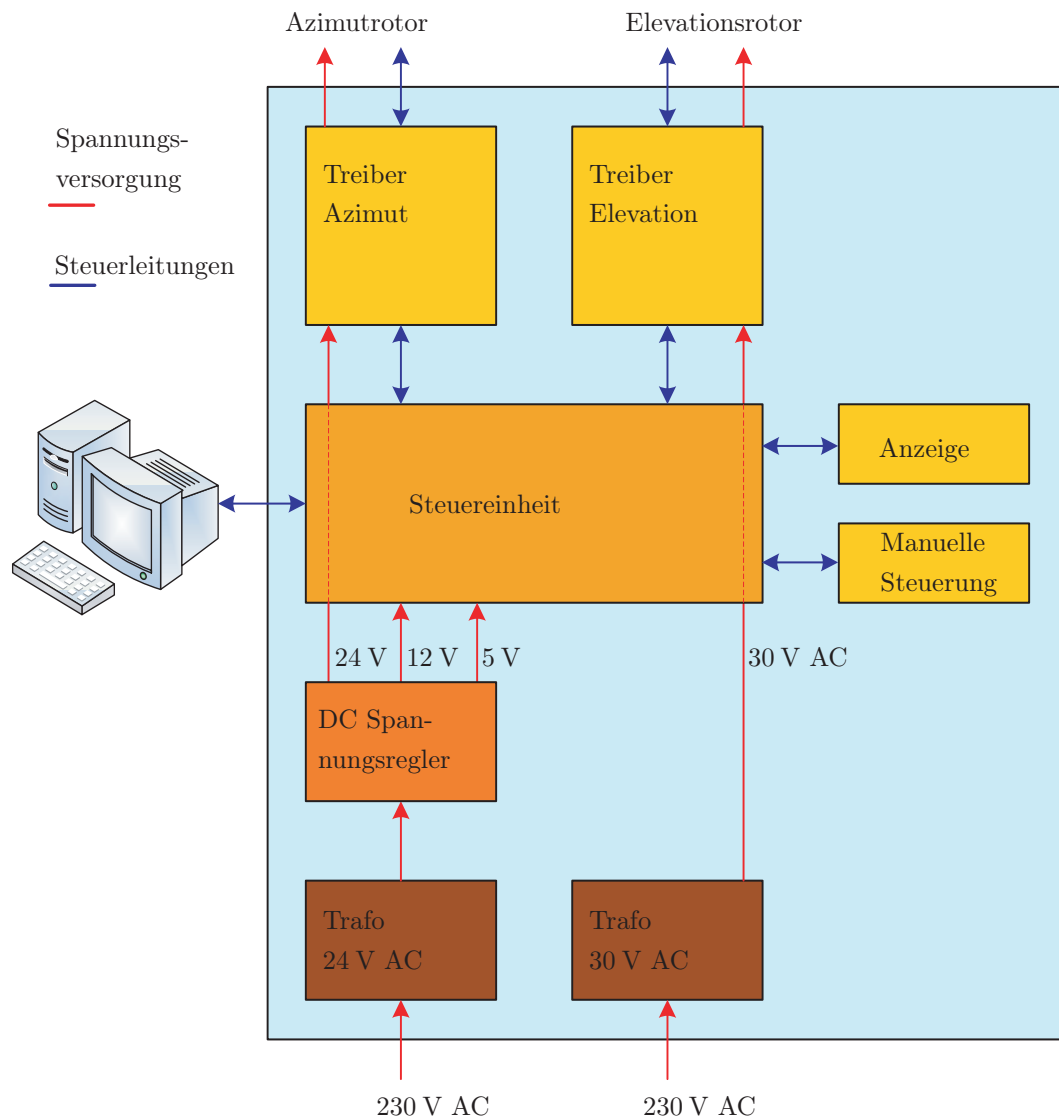


Abbildung 3.1: Konzept des Steuergerätes.

Alle Platinenlayouts wurden mit dem *Schaltungs- und Routingprogramm EAGLE* erstellt. Im folgenden werden alle Komponenten und deren Funktionsweise beschrieben.

3.1 Die Spannungsversorgung

Für den Betrieb des Steuergerätes und der Rotoren sind unterschiedliche Spannungen notwendig. Die Betriebsspannung des Azimutrotors beträgt 24 V Gleichspannung, die des Elevationsrotors 30 V Wechselspannung. Des Weiteren werden 12 V, 5 V und 3,3 V Gleichspannung benötigt. Daher werden zwei Transformatoren verwendet. Der erste Transformator liefert 30 V Wechselspannung, der zwei-

te 24 V Wechselspannung. Die 30 V Wechselspannung wird direkt an die Treiberplatine des Elevationsrotors angelegt. Die 24 V Wechselspannung wird über einen Brückengleichrichter³ gleichgerichtet. Anschließend wird die Spannung mittels Kondensatoren geglättet. Die geglättete Spannung wird einerseits direkt an die Treiberplatine des Azimutrotors angeschlossen, andererseits wird die Spannung noch über zwei Spannungsregler⁴ auf 12 V und 5 V heruntergeregelt. Die 12 V sind für das Schalten der Treiberrelais notwendig. Die 5 V werden erstens für die Anzeige benötigt, und zweitens für die Potentiometer der Rotoren für die Positionsbestimmung. Auf der Steuerplatine befindet sich auch noch ein Spannungsregler von 5 V auf 3,3 V. Die Versorgungsspannung des Mikrokontroller ist 3,3 V.

Tabelle 3.1: Benötigte Spannungen für das Steuereinheit.

Spannung	benötigt für
30 V AC	Versorgungsspannung Elevationsrotor
24 V DC	Versorgungsspannung Azimutrotor
12 V DC	Spannung zum Durchschalten der Treiberrelais
5 V DC	Steuerplatine, Rotorpotentiometer, Anzeige
3,3 V DC	Steuerplatine (Versorgung des MSP430F149)

3.2 Steuerplatine

Die Steuerplatine ist das Kernstück der Steuerung. An sie sind unterschiedliche Anforderungen gestellt. Dazu gehört die Kommunikation mit anderen Hardwaremodulen wie Anzeige und Treiberplatinen, aber auch die Schnittstellen zu EEPROM⁵-Speicher und Kontrollrechner. Weiters muss ein selbständiges Kalibrieren der Antennenrotoren oder das manuelle Ändern von Systemparametern möglich sein. Die Steuerplatine gliedert sich im wesentlichen in drei Baugruppen:

- Texas Instruments MSP430F149 Mikrocontroller mit Spannungsversorgung, JTAG-Schnittstelle und EEPROM-Speicher
- Ein- und Ausgabebaugruppen
- RS232- und USB⁶-Schnittstelle

³VISHAY KBU6M

⁴BA17812T und BA17805T

⁵Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory

⁶Universeller serieller Bus

3.2.1 Mikrokontroller MSP430F149

Der MSP430F149 von Texas Instruments gehört zur Familie der Mixed-Signal Processing Mikrocontroller. 430F149 stellt die Derivaten - Bezeichnung dar. Der MSP430F149 ist ein 8/16 bit Mikrokontroller aus der Familie der RISC⁷ Architektur. Der Kontroller besitzt insgesamt 64 Anschlüsse. Im folgenden einige Eckdaten des Mikrocontrollers:

- Basistaktsystem (DCO⁸ mit zwei zusätzlichen externe Oszillatorbeschaltmöglichkeiten)
- Watchdog Timer und General Purpose Timer
- Zwei allgemeine Timer: TimerA und TimerB
- Zwei 8 bit Ports mit Interrupt (Port1 und Port2)
- Vier 8 bit (Port3 bis Port6)
- Comparator
- 12 bit Analog-Digital Wandler
- USART0⁹ und USART1
- Hardwaremultiplizierer
- 60 KByte Flash Speicher und 2 KByte RAM¹⁰

Somit erfüllt der MSP430F149 alle Anforderungen für die gewünschte Implementierung. Die Programmmodule wurden in der Programmiersprache C entwickelt. Diese werden über den JTAG Anschluss in den Programmspeicher (Flashspeicher siehe auch Abbildung 3.2) eingespielt. Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3 stammten aus dem Datenblatt von Texas Instruments [7, Seite 3 bzw. Seite 5]. Das JTAG Kabel ist an die parallele Schnittstelle des Programmierrechners angeschlossen. Aufgrund des Platinenlayouts der Steuereinheit wurde die ursprüngliche Pinbelegung des JTAG Steckers abgeändert. In Tabelle 3.2 wird die modifizierte Pinbelegung dargestellt. Das 14-polige Flachbandkabel des JTAG/ Paralleladapters musste dazu aufgetrennt werden. Die einzelnen Kabeln werden zu den jeweiligen JTAG Anschluss-Pins der Steuerplatine geführt.

Das EEPROM wird benötigt um variable Systemparameter zu speichern. Die Kommunikation zwischen EEPROM und MSP430F149 wurde über einem I2C¹¹-Bus realisiert. Der Vorteil des Busses liegt im Auslangen mit nur zwei Steuerlei-

⁷Reduced Instruction Set Computing

⁸Digitally Controlled RC Oscillator

⁹Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter

¹⁰Random Access Memory

¹¹Inter Integrated Circuit .. ein von Philips Semiconductors entwickelter serieller Bus

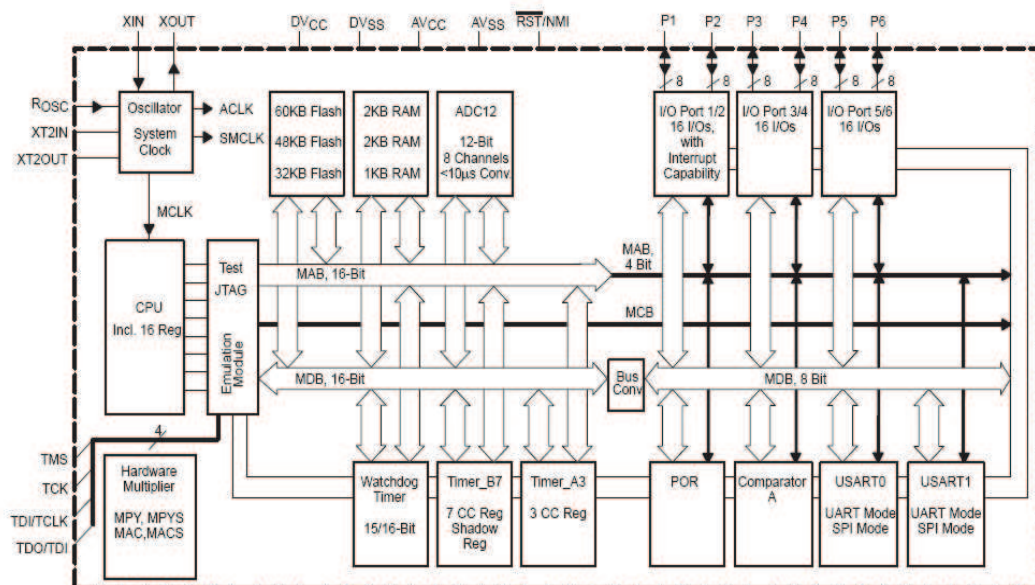


Abbildung 3.2: Blockschaltbild des MSP430F149 [7].

Tabelle 3.2: Pin Belegung des modifizierten JTAG Anschlusses.

Flachbandkabel Nr.	JTAG Pin	MSP430F149
1	1	TDO
3	6	TDI
5	8	TMS
7	10	TCK
11	12	GND
9	14	NMI/RST

tungen, der Taktleitung¹² und der Datenleitung¹³ (siehe auch Abbildung 3.5 und Tabelle 3.3). Dafür ist die Übertragungsrate beschränkt. Die maximale Taktfrequenz des EEPROMs beträgt 400 kHz. Die Speichergröße beläuft sich auf 16 KBit, wobei der Speicher in 8 Blöcke zu je 256 KByte organisiert ist. Der Bus wurde dabei softwaremäßig realisiert. Die Kommunikation zwischen MSP430F149 und EEPROM läuft folgendermaßen ab:

Zuerst wird vom MSP430F149 ein Startbit gesendet. Nach dem Startbit wird das Schreibzyklusbyte 0xA0 gesendet. Das vom EEPROM empfangene Byte wird dem MSP430F149 mit einem Acknowledge bestätigt. Danach sendet der MSP430F149 die gewünschte Adresse, die ebenso mit einem Acknowledge bestätigt wird.

¹²SCL .. Serial CLock

¹³SDA .. Serial DAta

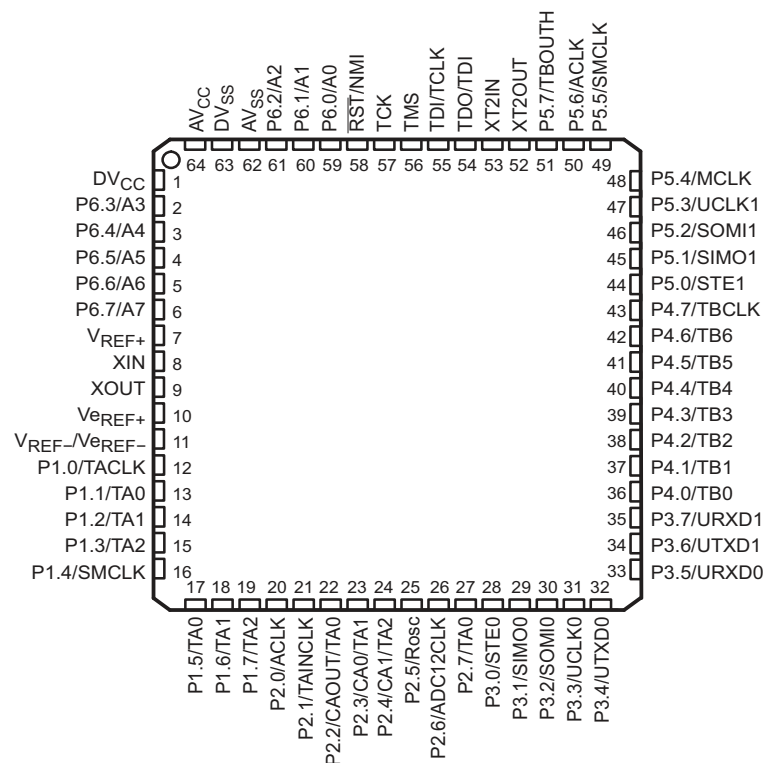


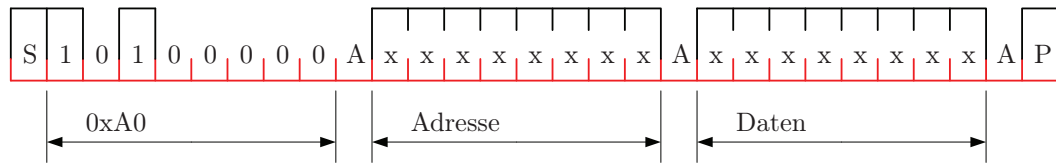
Abbildung 3.3: Pin Belegung des MSP430F149 [7].

- Beim Schreiben werden nach dem Acknowledge die Daten vom MSP430F149 auf den Bus gelegt. Nach Empfang der Daten und Speichern an der zuvor festgelegten Adresse, werden auch diese mit einem Acknowledge bestätigt. Danach kann der MSP430F149 ein Stopbit oder weiter Daten senden. Weitere Daten werden auf der nächst höheren Adresse gespeichert. Die Übertragung wird vom MSP430F149 mit einem Stopbit beendet. Der Schreibzyklus von einem Byte ist in Abbildung 3.4 oben schematisch dargestellt.
- Beim Lesen wird, nachdem die Adresse bestätigt wurde, neuerlich ein Startbit gesendet. Anschließend wird das Lesezyklusbyte 0xA1 gesendet. Das EEPROM sendet nach Bestätigung des Lesezyklusbyte die Daten vom vorher adressierten Speicher. Das Lesen von Daten wird mit dem Senden eines Stopbits vom MSP430F149 beendet (siehe auch Abbildung 3.4 unten).

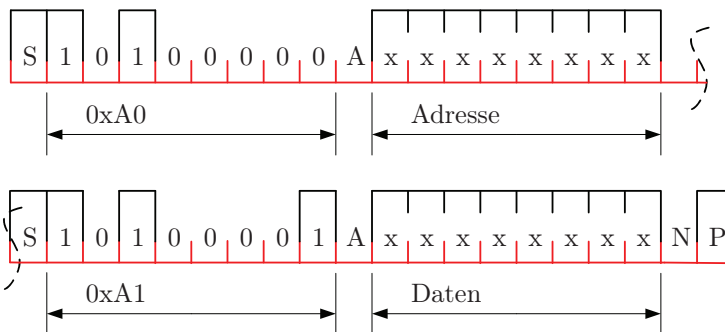
Tabelle 3.3: Steuerleitungen des EEPROMs.

Pin	Funktion	MSP430F149 Port
SDA	Datenleitung	Port 1.5
SCL	Taktleitung	Port 1.6

I2C Schreiben



I2C Lesen



S...Startbit
P...Stopbit
x...0 oder 1

A...Acknowledge
N...No Acknowledge

Abbildung 3.4: Der I2C Schreib- und Lesezyklus.

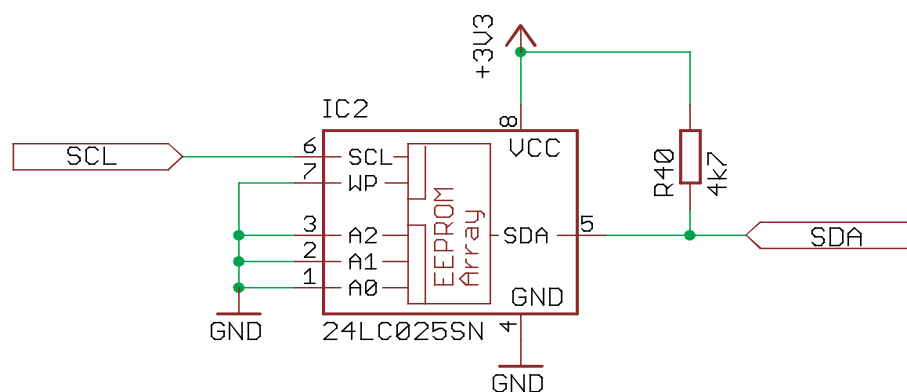


Abbildung 3.5: Schaltbild EEPROM.

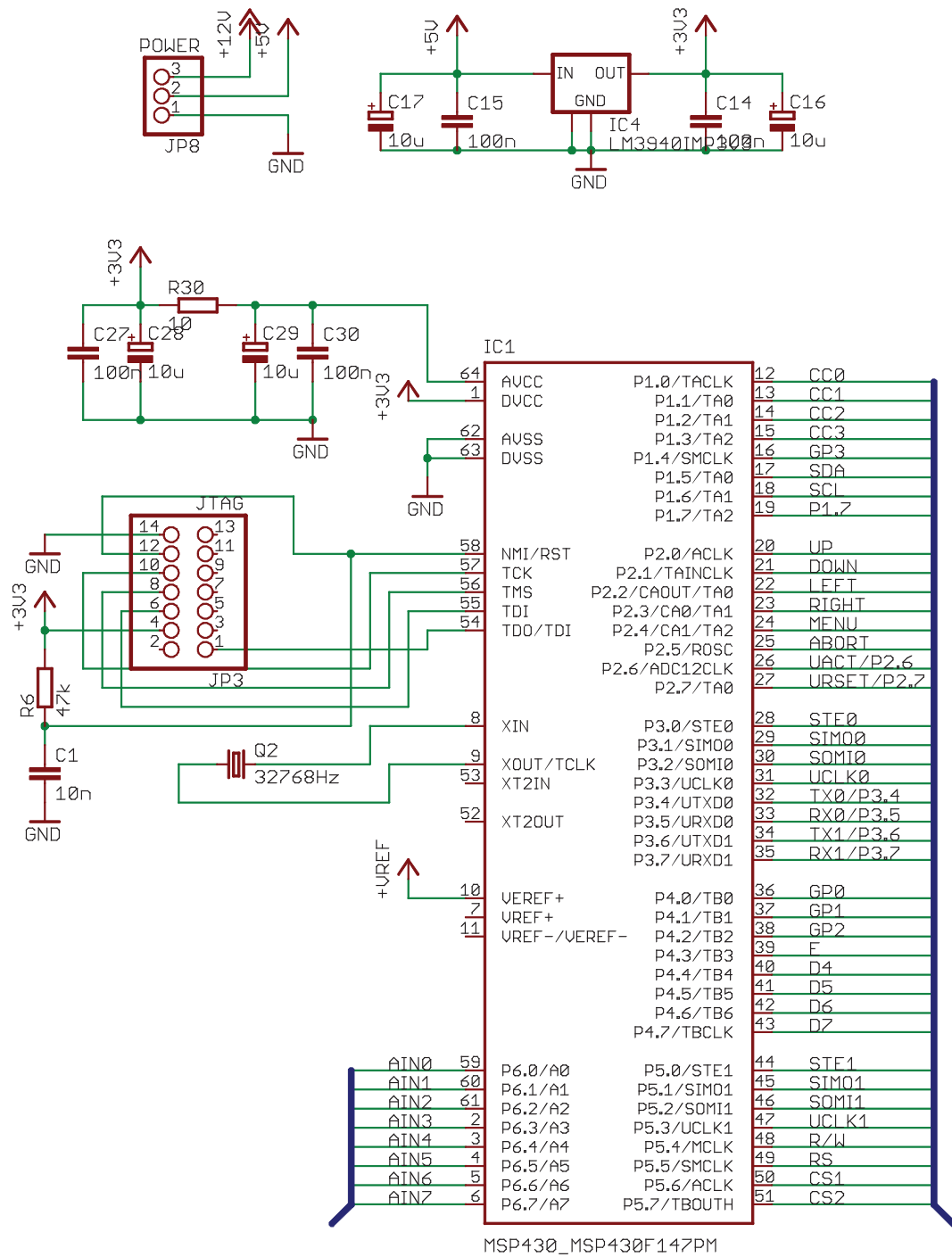


Abbildung 3.6: Schaltbild von JTAG, Spannungsversorgung und MSP430F149.

3.2.2 Ein- und Ausgabegruppen

Die Ein-/Ausgabegruppen gliedern sich in ihren unterschiedlichen Aufgaben. Sie stellen die Schnittstellen zu den einzelnen Modulen dar. Dabei wurde darauf geachtet, dass das Gesamtsystem so modular wie möglich aufgebaut wird. Das erleichtert einerseits eine Erweiterung des Systems, andererseits erleichtert es den Austausch einzelner Module/Komponenten, wie beispielsweise bei der Verwendung eines anderen Rotors. Die Ein-/Ausgabemodule gliedern sich wie folgt:

- Schnittstellen zu den Treiberplatinen von Elevations- und Azimutrotor
- Schnittstelle zur Anzeige der aktuellen Positionen der Rotoren bzw. Anzeige des Menüs
- Schnittstelle zu Steuerungselementen wie Joystick, Auswahl- und Bestätigungstaster, sowie Kontrollleuchten für Spannungsversorgung und Richtungsanzeige

Schnittstelle Treiberplatine

Die Schnittstelle zu den Treiberplatinen hat mehrere Aufgaben zu erfüllen. Sie liefert die Schaltspannungen für die Transistoren und die Versorgungsspannung der Relais, weiters wird die Potentiometer-Ausgangsspannung ausgelesen. Die 12 V Spannung wird zum Schalten der Relais verwendet. Die 5 V Spannung dient als Potentiometer-Versorgungsspannung der Rotoren. Über die Schnittstelle liegt die Potentiometer-Ausgangsspannung am Analog-Digital Wandler¹⁴ des MSP430F149. Da die Referenzspannung des MSP430F149 nur 3,3 V beträgt, muss die Potentiometer-Ausgangsspannung von maximal 5 V mit einem Spannungsteiler auf maximal 3,3 V heruntergeteilt werden. Durch den belasteten Spannungsteiler lassen sich schwache Nichtlinearitäten in der Spannungscharakteristik nicht vermeiden. Der verwendete ADC ist ein 12 bit Wandler. Wenn die Potentiometer-Eingangsspannung gleich groß ist wie die Referenzspannung des MSP430F149 liefert der ADC einen Wert von 4096. Das heißt über den ADC-Wert kann bei bekannter Spannungscharakteristik auf die Rotorposition zurückgeschlossen werden.

In den Tabellen 3.4 und 3.5 und den Abbildungen 3.7 und 3.8 sind die Pinzuordnung für die Elevations- und Azimutschnittstelle dargestellt. Die Pinzuordnungen im zweiten Teil der Tabellen können für Erweiterungen des System genutzt werden, wie zum Beispiel die Integration eines Windsensors, oder für die Steuerung des Polarsationsumschalter (siehe Abschnitt 5.2). Die Drehrichtung *LEFT* \Leftarrow des Azimutrotors wird als Drehrichtung im Uhrzeigersinn bei einer Ansicht von oben definiert, also als Drehen von Norden über Osten nach Süden.

¹⁴kurz ADC für Analog Digital Converter

Tabelle 3.4: Pinbelegung der Elevationsschnittstelle.

Pin Nr.	Anschluss	MSP430F149 Port
1	5 V	
2	12 V	
3	Masse	
8	Steuerspannung $UP \uparrow CC2$	Port 1.2
9	ADC Eingang AIN_4	Port 6.4
10	Steuerspannung $DOWN \downarrow CC3$	Port 1.3
4	AIN_7	Port 6.7
5	AIN_6	Port 6.6
6	$+V_{REF}$	
7	AIN_5	Port 6.5
11	$STE1$	Port 5.0
12	$SOMI1$	Port 5.2
13	$SIMO1$	Port 5.1
14	$UCLK1$	Port 5.3

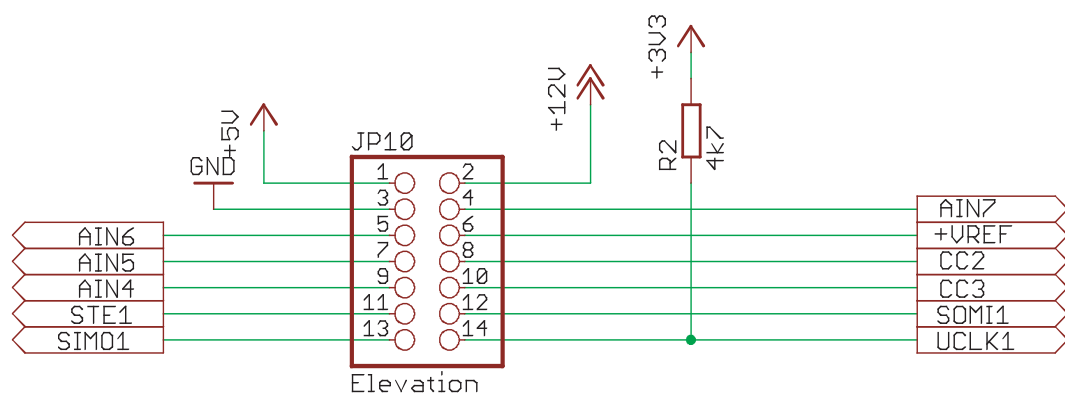


Abbildung 3.7: Schnittstelle Elevation.

Schnittstelle Anzeige

Über die Schnittstelle wird sowohl die Azimutanzeige als auch die Elevationsanzeige versorgt. Über die Auswahlleitungen $CS1$ und $CS2$ wird festgelegt auf welche Anzeige geschrieben beziehungsweise von welcher gelesen wird ($CS1$ selektiert die Elevationsanzeige, $CS2$ die Azimutanzeige). Nachdem eine Anzeige ausgewählt wurde, können vom MSP430F149 Lese- beziehungsweise Schreiboperationen durchgeführt werden. Bei Schreiboperationen muss dem Anzeigecontroller mitgeteilt werden ob es sich um Daten oder Befehle handelt.

Es werden vier Datenleitungen verwendet. Für die Übertragung eines Bytes sind daher zwei Schreibzyklen notwendig. Zuerst wird das obere *Nibble* übertragen. Danach muss das *Enable*-Signal gesetzt werden. Der Anzeigecontroller über-

Tabelle 3.5: Pinbelegung der Azimutschnittstelle.

Pin Nr.	Anschluss	MSP430F149 Port
1	5 V	
2	Masse	
4	12 V	
8	Steuerspannung $LEFT \Leftarrow CC0$	Port 1.0
10	ADC Eingang $AIN3$	Port 6.3
12	Steuerspannung $RIGHT \Rightarrow CC1$	Port 1.1
3	$+V_{REF}$	
5	$AIN0$	Port 6.0
6	$AIN1$	Port 6.1
7	$AIN2$	Port 6.2
9	$AIN3$	Port 6.3
11	$SOMI0$	Port 3.2
13	$SIMO0$	Port 3.1
14	$STE0$	Port 3.0

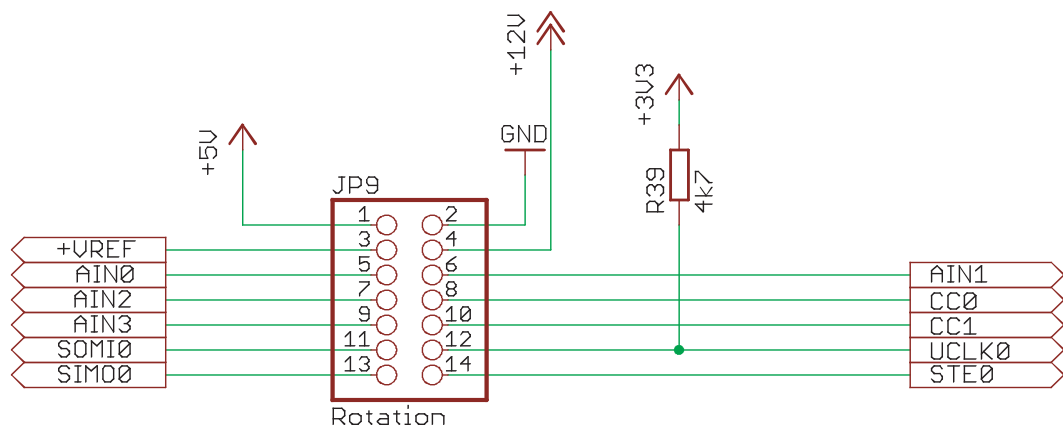


Abbildung 3.8: Schnittstelle Azimut.

nimmt die Daten mit fallender Flanke des *Enable*-Signals, also beim Rücksetzen des *Enable*-Signals. Das untere *Nibble* wird auf den Bus gelegt und mit fallender Flanke des *Enable*-Signals vom Anzeigekontroller übernommen. Anschließend muss der MSP430F149 das *Busyflag* des Anzeigekontrollers abfragen. Nach Bestätigung des Empfangs können weitere Schreiboperationen ausgeführt werden.

Die Spannungsversorgung erfolgt ebenso über die Anzeigeschnittstelle. Es werden 5 V Spannung und 3,3 V Spannung benötigt. Die 5 V Spannung werden für die Hintergrundbeleuchtung gebraucht, die 3,3 V dienen als Steuerspannung. Die genaue Pinzuordnung ist in Tabelle 3.6 und Abbildung 3.9 dargestellt.

Tabelle 3.6: Pinbelegung der Anzeigeschnittstelle.

Pin Nr.	Steuerleitungen	MSP430F149 Port
1	<i>CS2</i> Auswahl Azimut	Port 5.7
3	<i>CS1</i> Auswahl Elevation	Port 5.6
5	<i>RS</i> Befehle=0/Daten=1	Port 5.5
6	5V Spannung	
7	<i>R/W</i> Schreiben=0/Lesen=1	Port 5.4
8	3,3 V Spannung	
9	<i>D7</i> Datenleitung 7	Port 4.7
10	Masse	
11	<i>D6</i> Datenleitung 6	Port 4.6
12	<i>E</i> Datenaktivierung	Port 4.3
13	<i>D5</i> Datenleitung 5	Port 4.5
14	<i>D4</i> Datenleitung 4	Port 4.4

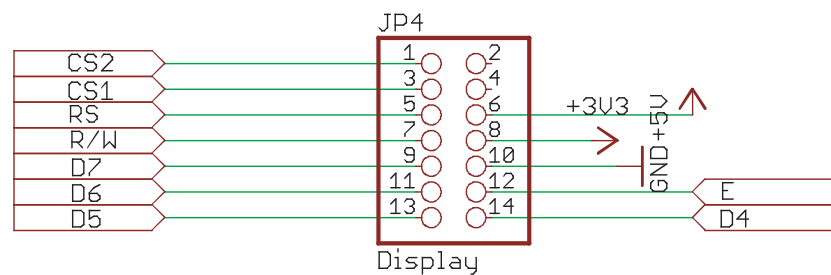


Abbildung 3.9: Schnittstelle für Azimut- und Elevationsanzeige.

Schnittstelle Steuerungselemente, Kontrollleuchten

Die Schnittstelle zu den Steuerelementen und Kontrollleuchten wird zum Einlesen der Taster- und Joystickzustände benötigt. Wird ein Taster gedrückt beziehungsweise der Joystick bewegt, wird der jeweilige Eingangsport des MSP430F149 logisch Eins. Der MSP430F149 steuert dann je nach Richtung die jeweilige Treiberplatine an. Jeder Bewegungsrichtung (*RIGHT*⇒, *LEFT*⇐, *UP*↑, *DOWN*↓) ist eine Leuchtdiode zugeordnet. Bei Betätigung des Joysticks leuchte die jeweilige Richtungsleuchtdiode. Im manuellen Fall werden die Leuchtdioden hardwaremäßig durch den Joystick eingeschaltet. Im automatischen Fall liefert der MSP430F149 die Steuerspannung für die Transistoren (siehe Abbildung 3.10).

In Tabelle 3.7 ist die Port-Zuweisung dargestellt. Ist beispielsweise der Eingangsport *P2.0* auf logisch Eins wird nach einer Entprellzeit der Ausgangsport *P1.2* auf logisch Eins geschaltet, also die Drehrichtung *UP*↑ des Elevationsrotors eingeschaltet.

Weiters gibt es noch zwei Taster, einen Menü- und einen Stoptaster. Der Menü-taster liegt an Port *P2.4* der Stoptaster an Port *P2.5*. Beide Ports sind als Ein-

Tabelle 3.7: MSP430F149 Port-Zuweisung für manuelle Richtungssteuerung.

Eingangsport	wenn logisch Eins \rightarrow	Ausgangsport
Port 2.0	<i>UP</i> \uparrow	Port 1.2
Port 2.1	<i>DOWN</i> \downarrow	Port 1.3
Port 2.2	<i>LEFT</i> \leftarrow	Port 1.0
Port 2.3	<i>RIGHT</i> \Rightarrow	Port 1.1

gangsports konfiguriert.

Die Richtungsports Port *P2.0* bis Port *P2.3* sind im manuellen Betrieb als Eingangsports und im automatischen Betrieb als Ausgangsports definiert, wobei die automatische Steuerung die höhere Priorität besitzt. Das heißt im automatischen Betrieb ist der Joystick funktionslos da die Ports *P2.0* bis *P2.3* benötigt werden um die Schalttransistoren der Richtungsleuchtdioden durchzuschalten. Wird die Stoptaste betätigt wird jede Aktion abgebrochen.

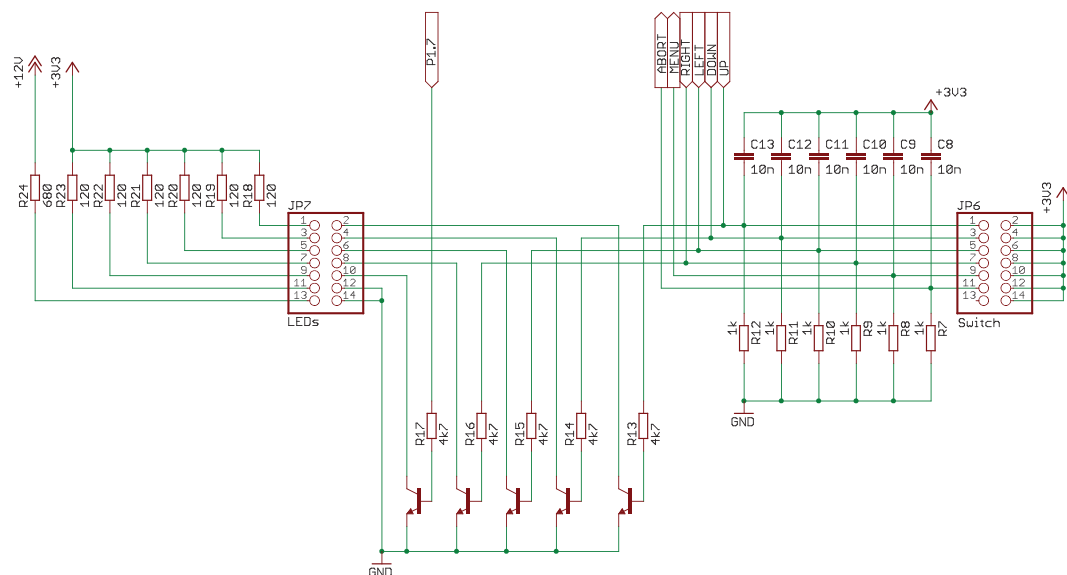


Abbildung 3.10: Steuerelemente und Kontrollleuchten.

3.2.3 RS232- und USB-Schnittstelle

Die RS232-Schnittstelle wird für die Kommunikation zwischen Steuerplatine und Kontrollrechner benötigt. Die Schnittstelle kann von NOVA oder jeder anderen Kontrollsoftware benutzt werden. Während der Entwicklung der Softwaremodule wurde über die Schnittstelle und ein Terminalprogramm wie zum Beispiel *Hyperterminal* die Inhalte von Speicherstellen und Variablen an diese ausgegeben. Die RS232-Schnittstelle ist dem USART0 zugewiesen. Die USB-Schnittstelle wird

Tabelle 3.8: Konfiguration der USART0 und USART1 Schnittstelle.

Initialisierung USART0 und USART1	
Datenlänge	8 bit
Oszillator-Takt	32768 Hz
gewünschte Übertragungsrate	$2400 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$
Divisionsfaktor	13,6
effektive Übertragungsrate	$2409,41 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$
maximale Fehlerwahrscheinlichkeit	3,91 %

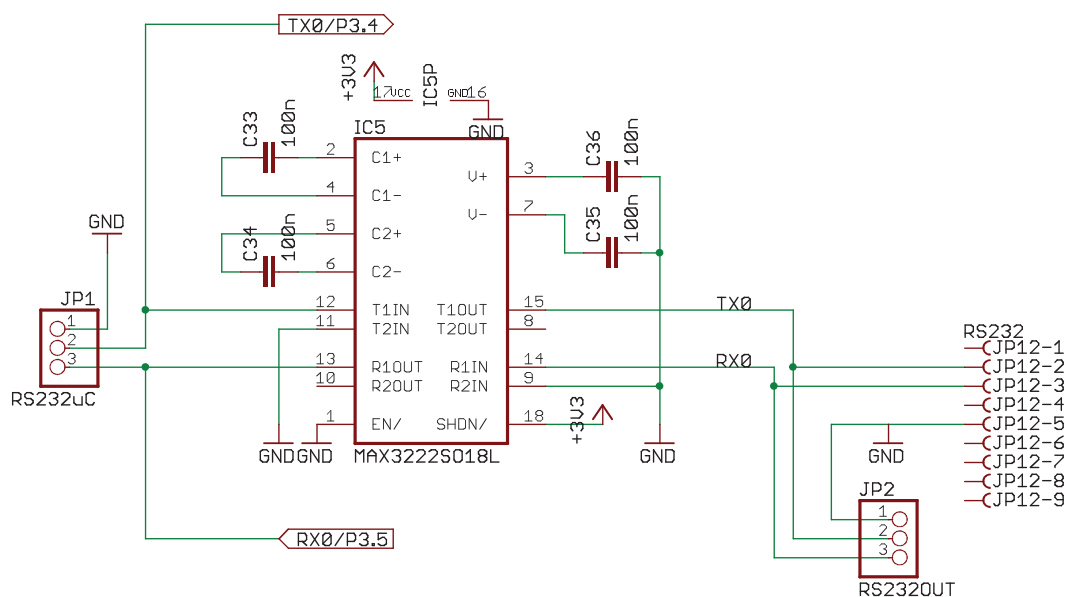


Abbildung 3.11: Serielle Schnittstelle mit MAX3222EWN Baustein.

parallel zur RS232-Schnittstelle verwendet. Am Kontrollrechner verhält sie sich wie eine RS232-Schnittstelle. Sie ist dem USART1 zugeordnet.

Die RS232-Schnittstelle

Um die USART Schnittstellen verwenden zu können müssen diese zuvor initialisiert werden. In Tabelle 3.8 sind die wichtigsten Parameter zusammengefasst. Der Übertragungsport Port *P3.4* und der Empfangsport Port *P3.5* sind mikrokontrollerseitig mit dem *Transceiver*¹⁵-Baustein MAX3222EWN verbunden (siehe Abbildung 3.11). Kontrollrechnerseitig wird der Sende- und Empfangsanschluss auf einen 9 poligen *Sub-D* Stecker geführt der mit dem Kontrollrechner verbunden ist. Vom Kontrollrechner gesendete Signale werden im MAX3222EWN auf den Übertragungsport Port *P3.4* umgesetzt.

¹⁵Sende- und Empfangseinrichtung

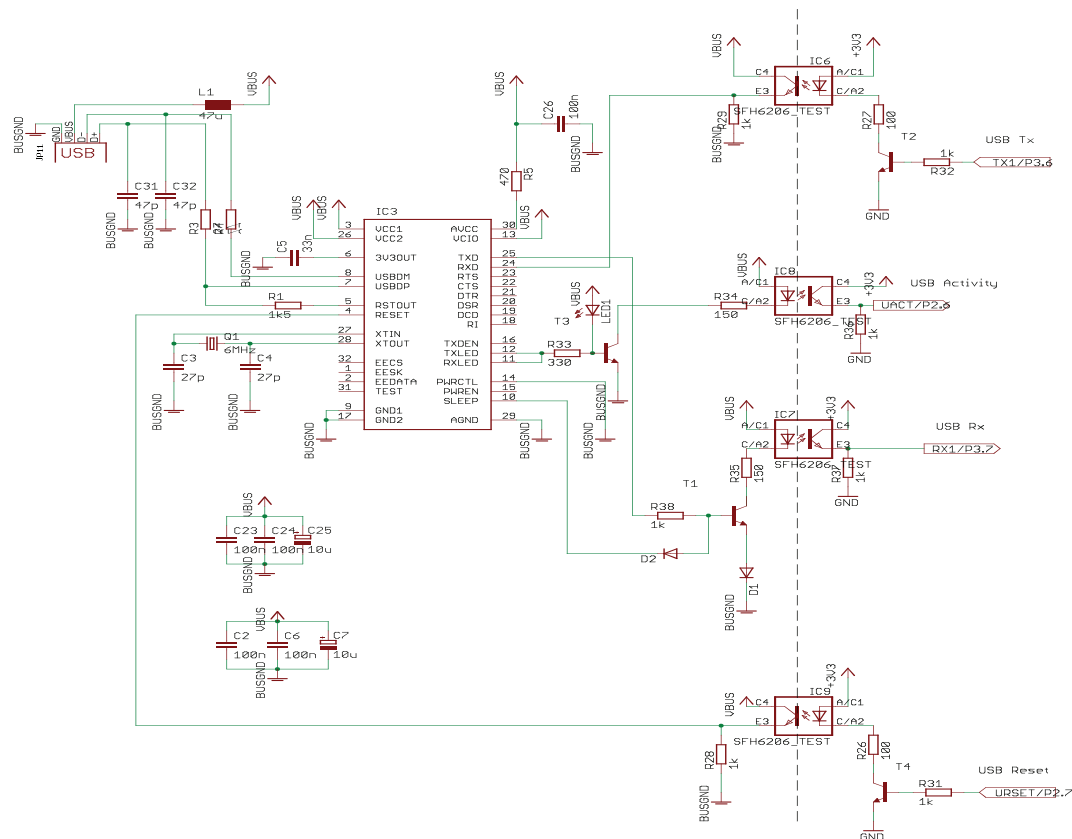


Abbildung 3.12: USB-Schnittstelle mit FT232BM Baustein.

Die USB-Schnittstelle

Die USB-Schnittstelle verwendet den USART1. Mikrokontrollerseitig sind die Sende- und Empfangsleitung galvanisch vom MSP430F149 durch Optokoppler getrennt (siehe Abbildung 3.12). Die USART1 Schnittstelle wird analog zur USART0 initialisiert (siehe ebenfalls Tabelle 3.8). Des weiteren gibt es noch eine *Reset*-Leitung und eine *Activity*-Leitung, die ebenfalls galvanisch vom MSP430F149 getrennt sind. Für die USB-Schnittstelle wird ein FT232BM *Transceiver*-Baustein verwendet. Über die *Activity*-Leitung erkennt der MSP430F149 ob gerade eine Sende- oder Empfangsaktion am FT232BM läuft. Über die *Reset*-Leitung kann der MSP430F149 den FT232BM-Baustein zurücksetzen.

3.3 Treiber für Rotoren

3.3.1 Elevationstreiber

Der Elevationstreiber ist über ein Flachbandkabel mit der Elevationsschnittstelle der Steuerplatine verbunden (siehe Abschnitt 3.2.2). An den Klemmen *X7* und *X8* wird die 30 V Wechselspannung angelegt. *X8* geht direkt an die Klemme *X6*.

$X7$ wird über die Relais auf $X4$ oder $X5$ durchgeschaltet. Ist Relais 1 angezogen liegt die Spannung an $X5$ und der Rotor dreht sich in Richtung $UP\uparrow$, wenn Relais 2 angezogen ist liegt die Spannung an $X4$ und der Rotor dreht in Richtung $DOWN\downarrow$ (siehe auch Abbildung 3.13). Bei der Drehrichtung $UP\uparrow$ nimmt die Potentiometer-Ausgangsspannung zu bei der Drehrichtung $DOWN\downarrow$ nimmt sie ab. Sind beide Relais angezogen, so hat die Drehrichtung $UP\uparrow$ Priorität.

Über die Klemme $X2$ wird die Potentiometer-Ausgangsspannung eingelesen. Diese wird noch über einen Spannungsteiler auf maximal 3,3 V heruntergeteilt. Der untere Spannungswert (der Rotor befindet sich am $DOWN\downarrow$ -Anschlag) beträgt nach Auflösung durch den ADC zirka 20 der obere zirka 3900 (der Rotor befindet sich am $UP\uparrow$ -Anschlag). Der Elevationsrotor dreht sich in einem Winkelbereich von 0° bis 180° . Das heißt ein Grad ist ungefähr mit 20 ADC Werten aufgelöst. Durch den belasteten Spannungsteiler nach dem Potentiometer-Ausgang ist die ADC-Eingangsspannung schwach nichtlinear.

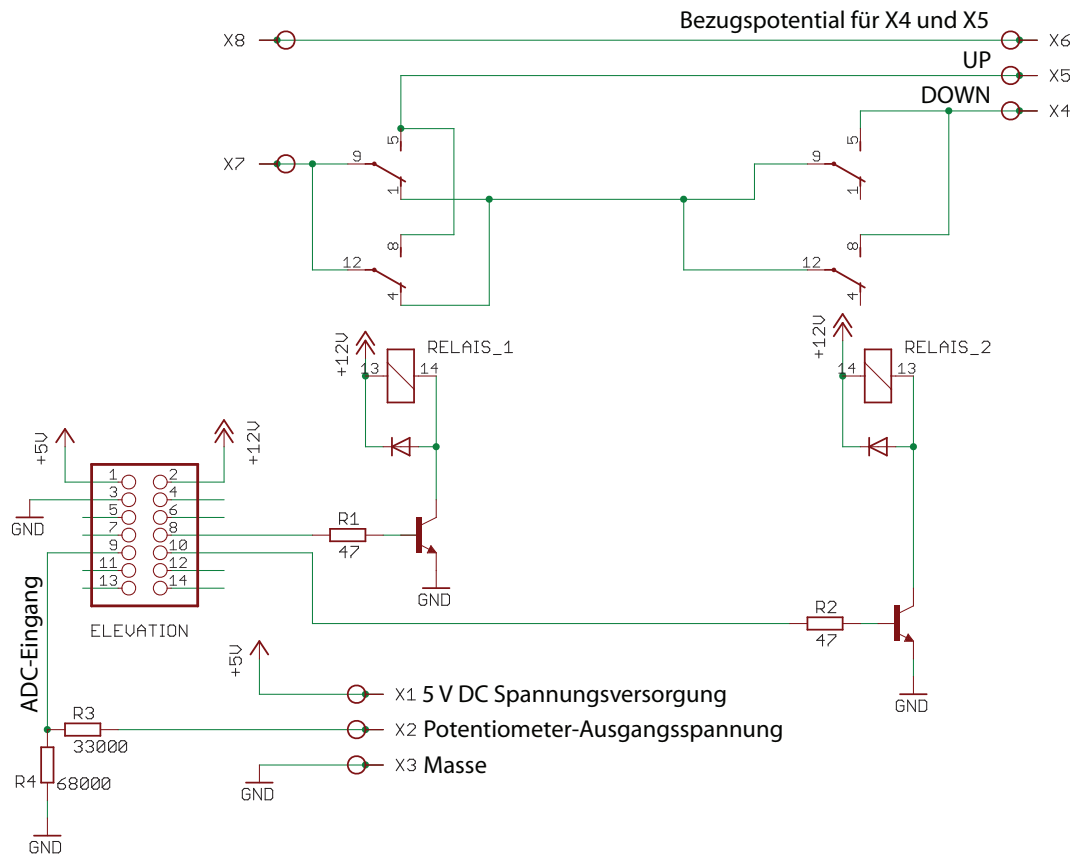


Abbildung 3.13: Schaltplan der Elevations-Treiberplatine.

3.3.2 Azimuttreiber

Auch der Azimuttreiber ist über ein Flachbandkabel mit der Steuerplatine verbunden. Der Unterschied zum Elevationstreiber liegt in der Versorgungsspannung

Tabelle 3.9: Klemmenbelegung des Elevationstreibers.

Klemmen Nr.	Anschluss
<i>X1</i>	5 V DC Versorgung Rotor-Potentiometer
<i>X2</i>	Potentiometer-Ausgangsspannung
<i>X3</i>	Masse
<i>X4</i>	<i>DOWN</i> ↓, Relais 2 angezogen
<i>X5</i>	<i>UP</i> ↑, Relais 1 angezogen
<i>X6</i>	Bezugspotential für <i>X4</i> und <i>X5</i>
<i>X7</i> und <i>X8</i>	30 V AC Versorgungsspannung für den Rotor

von 24 V DC für den Rotor und dessen Beschaltung. Die beiden Drehrichtungen werden ebenso über Relais geschaltet. Anders als beim Elevationsrotor dreht sich der Azimutrotor von 0 ° bis 450 °. Der untere Potentiometer-Spannungswert (der Rotor befindet sich am *RIGHT*⇒-Anschlag) wird mit zirka 20, der obere Spannungswert (der Rotor befindet sich am *LEFT*⇐-Anschlag) mit zirka 3650 ADC-Werten aufgelöst. Ein Grad wird also mit zirka 8 ADC-Werten aufgelöst. Wie in Abbildung 3.14 ersichtlich, liegt die Potentiometer-Ausgangsspannung ebenfalls an einem Spannungsteiler. Durch den belasteten Spannungsteiler wird aus dem ursprünglich linearen Zusammenhang ein schwach nichtlinearer Zusammenhang. Der Zusammenhang zwischen Nichtlinearität und deren Abhängigkeit vom verwendeten Widerstandsverhältnis ist in Abbildung 3.15 dargestellt.

Wegen der Nichtlinearität und der geringen Auflösung von nur 8 ADC-Werten pro Grad muss eine Korrektur durchgeführt werden. Die Korrektur erfolgt softwaremäßig. Auf das implementierte Korrekturmodell wird im Folgenden genauer eingegangen.

Tabelle 3.10: Klemmenbelegung des Azimuttreibers.

Klemmen Nr.	Anschluss
<i>X1</i>	24 V DC Versorgungsspannung für den Rotor
<i>X2</i>	Masse
<i>X3</i>	Rotorendschalter
<i>X4</i>	<i>LEFT</i> ⇐, Relais 2 angezogen, Motorspule 2
<i>X5</i>	<i>RIGHT</i> ⇒, Relais 1 angezogen, Motorspule 1
<i>X6</i>	5 V DC Versorgung Rotor-Potentiometer
<i>X7</i>	Potentiometer-Ausgangsspannung
<i>X8</i>	Masse

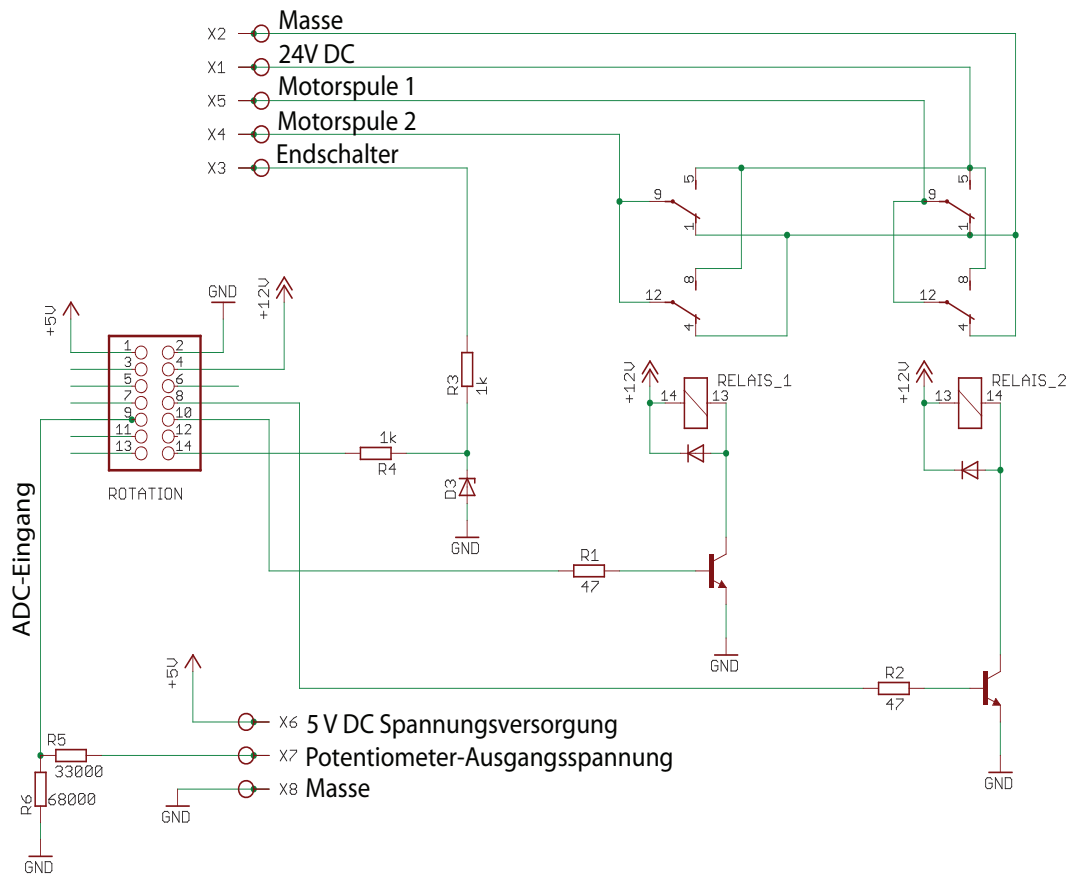


Abbildung 3.14: Schaltplan der Azimut-Treiberplatine.

3.3.3 Kennlinien der Rotorpotentiometer

Die Nichtlinearität beim Lesen der Rotorpotentiometer kommt durch den nachgeschalteten Spannungsteiler (siehe auch Abbildung 3.14 links unten) zustande. Wie stark die Nichtlinearität ausfällt hängt vom verwendeten Widerstandsverhältnis ab. Dreht sich der Rotor ändert sich der Potentiometerwiderstand des Rotors. Somit kann aus der Potentiometer-Ausgangsspannung auf die Position zurückgeschlossen werden. Da das Potentiometer mit 5 V DC Versorgungsspannung betrieben wird ist ein Spannungsteiler notwendig. Dieser Spannungsteiler teilt die Spannung von maximal 5 V DC auf maximal 3,3 V DC herunter, also auf die Bezugsspannung des ADCs.

Der modellierte Spannungsteiler und der mathematischen Zusammenhang sind in Abbildung 3.16 beziehungsweise in Gleichung 3.4 ersichtlich. Ausgangspunkt der Überlegungen ist aber trotzdem der lineare Zusammenhang zwischen ADC- und Grad-Wert. Zur Geradengleichung wird dann in Abhängigkeit der Drehrichtung eine Korrekturfunktion addiert bzw. subtrahiert. Die Korrekturfunktion ist als zweifacher Polygonzug modelliert (siehe auch Abbildung 3.17).

Da die Winkelgeschwindigkeit des Rotors sehr stark von dessen Belastung ab-

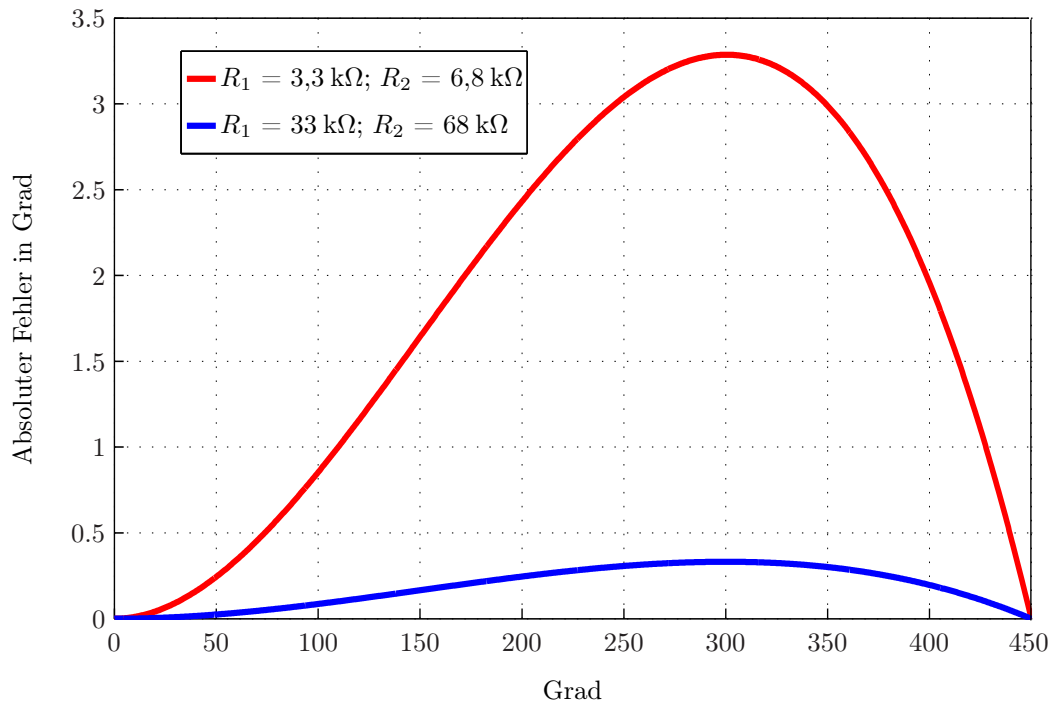


Abbildung 3.15: Absoluter Fehler in Grad bei unterschiedlichen Widerstandswerten.

hängt muss auf die zeitliche Auflösung verzichtet werden¹⁶. Somit bleibt als einzige Korrekturmöglichkeit die Abschätzung der Nichtlinearität über ein Spannungsteilermodell.

Der Drehwinkel des Elevationsrotors beträgt 180° , der des Azimutrotors 450° . Beim Elevationsrotor ist ein Grad mit zirka 20 ADC-Werte aufgelöst beim Azimutrotor mit zirka 8 ADC-Werte. Zusätzlich muss auch das Rauschen berücksichtigt werden.

Die Glättung des Rauschen erfolgt in zwei Schritten:

1. Der eingelesene ADC-Wert wird in einem Ring-Array gespeichert. Aus den letzten 17 ADC-Werten wird der Median gebildet.
2. Der Median wird anschließend zweimal exponentiell geglättet.

Die zweifach exponentielle Glättung ist durch folgenden formalen Zusammenhang

$$y_t^* = \alpha y_t + (1 - \alpha) y_{t-1}^* \quad (3.1)$$

und

$$y_t^{**} = \alpha y_t^* + (1 - \alpha) y_{t-1}^{**} \quad (3.2)$$

¹⁶Wegen der Windlast bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten oder durch Schnee an der Antenne

gegeben (siehe auch [8, Prognoserechnung: Exponentielle Glättung zweiter Ordnung nach Brown]). Der Glättungsfaktor α liegt zwischen 0 und 1

$$0 \leq \alpha \leq 1. \quad (3.3)$$

Der geglättete Schätzwert y_t^* wird aus dem Median y_t zum Zeitpunkt t und dem Schätzwert der Vorperiode y_{t-1}^* errechnet. Der trendbehaftete Schätzwert y_t^{**} zum Zeitpunkt t wird aus dem geglätteten Schätzwert y_t^* und dem Schätzer der Vorperiode y_{t-1}^{**} bestimmt.

Wie stark der aktuelle Messwert gewichtet wird hängt von der Wahl von α ab. Bei sehr kleinen Werten von α hat der aktuelle Messwert weniger Gewicht als die vorherigen Messwerte er wird also stärker geglättet als bei großen Werten von α . Die einfache exponentielle Glättung ist also eine reine Glättungsfunktion. Sie wird daher dem tatsächlichen Wert immer nachlaufen. Dieser Nachteil wird durch die zweifache exponentielle Glättung verringert, da diese trendbehaftet ist und somit einer Funktion (in diesem Fall die Spannungscharakteristik) besser folgen kann als die einfache exponentielle Glättung.

Der Median beziehungsweise ein Quantil wird folgendermaßen gebildet (siehe auch [9, Stochastik]):

Gegeben ist eine Zahlenreihe, im hier verwendeten Fall mit einer Länge von 17 aufeinander folgender Messwerten. Die Messwerte werden in einem Ring-Array gespeichert, wobei immer der älteste Messwert überschrieben wird. Wird ein neuer Messwert vom ADC eingelesen und im Ring-Array gespeichert, muss zuerst das Ring-Array in ein Hilfsarray¹⁷ kopiert werden. Anschließend wird das Hilfsarray in ansteigender Reihenfolge sortiert. Schließlich ergibt sich der Median als neunter Hilfsarray-Speicherinhalt (bei einer Länge von 17). Der Median ist auch als das 0,5 Quantil definiert. Das 0,75 Quantil ist das arithmetische Mittel aus dem 12 und dem 13 Hilfsarray-Speicherinhalt, das 0,25 Quantil aus dem vierten und dem fünften Hilfsarray-Speicherinhalt. Der Median ist wie der gleitende Mittelwert eine Glättungsfunktion. Der Vorteil des Median ist, dass Ausreisser¹⁸ nicht in der Glättungsfunktion berücksichtigt werden.

Um die Kennlinie abschätzen zu können, wurde das SpannungsteilermodeLL aus Abbildung 3.16 verwendet. Der Gesamtwiderstand $R_x + R_y$ des Potentiometers beträgt 500 Ω . Im Modell wurde weiters angenommen, dass der zweite Spannungsteiler bei U_1 unbelastet ist. Aus diesem Modellansatz folgt der mathematische Zusammenhang des Spannungsteilers

$$U_1 = 5 \text{ V} \cdot \frac{R_2 R_y}{(R_1 + R_2) R_y + (R_1 + R_2 + R_y) R_x}. \quad (3.4)$$

Aus Gleichung 3.4 folgt, dass die Nichtlinearität mit steigenden Widerstandswerten R_1 und R_2 abnimmt. Dieser Sachverhalt ist auch in Abbildung 3.15 ersichtlich.

¹⁷würde man das Ring-Array sortiert, wäre nicht mehr klar welcher Messwert der älteste ist

¹⁸also Messwerte die viel größer oder kleiner als der Mittelwert sind

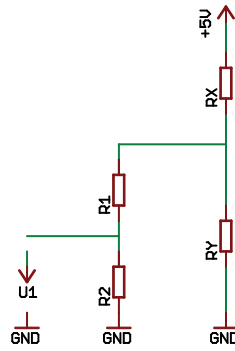


Abbildung 3.16: SpannungsteilermodeLL bei den Rotoren.

Das SpannungsteilermodeLL aus Abbildung 3.16 liefert für die Widerstandswerte $R_1=33\text{ k}\Omega$ und $R_2=68\text{ k}\Omega$ einen absoluten Fehler kleiner $0,5^\circ$. Darum wurden diese Widerstandswerte für die Realisierung verwendet.

Tatsächlich ist der Fehler größer, da im ModeLL der zweite Spannungsteiler belastet ist. Zum Schluss wird der verbleibende Fehler noch mit einem Polygonzug durch die Software korrigiert und dadurch weiter verringert (siehe Abbildung 3.17).

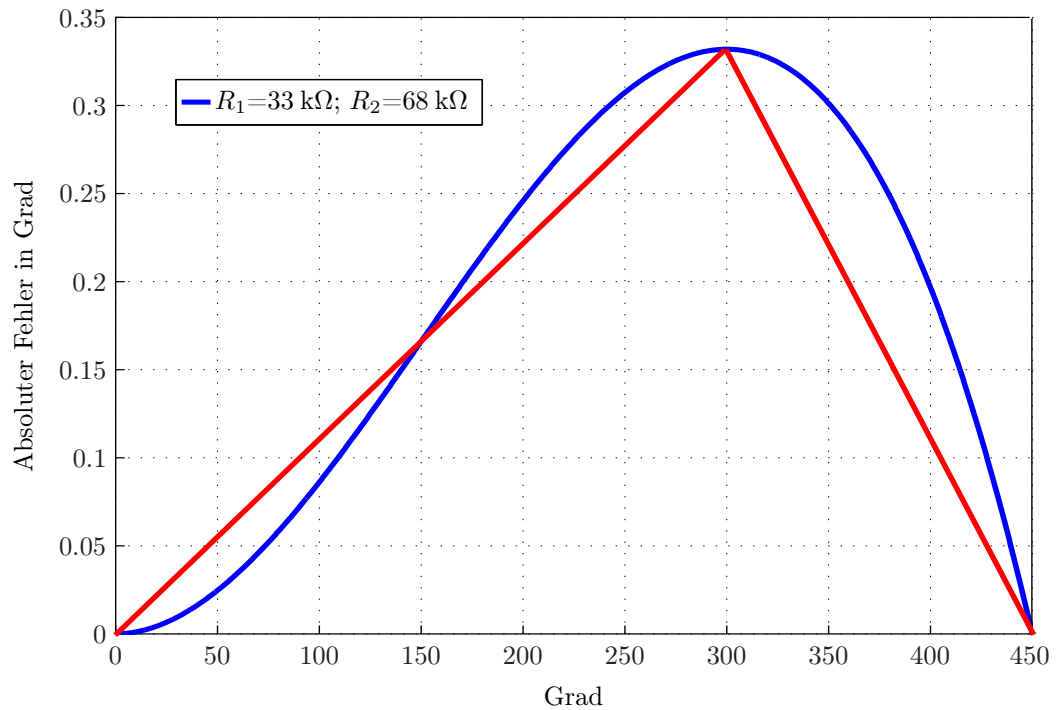


Abbildung 3.17: Korrektur des Fehlers mit einem Polygonzug.

Tabelle 3.11: Beispiel: Zuweisung ADC-Wert zu Grad-Wert im linearen Modell.

Position	ADC-Wert y_{ADC}	Grad-Wert x_{Grad}
untere Anschlag A_u	20	0°
oberer Anschlag A_o	3650	450°
Knickpunkt Korrektur	2440	300°

3.3.4 Fehlerkorrektur

Die Positionsanfahrt geht von einem linearen Modell aus (siehe Abbildung 3.18). Bei der Kalibration fährt der Rotor selbständig gegen den oberen und unteren Anschlag und speichert die ADC-Werte im EEPROM. Durch die zwei ADC-Werte und den dazugehörigen Gradpositionen ist eine Gerade definiert. Bei zu großem Abweichen von Ist- und Sollwert muss neu kalibriert werden.

Eine Beispielrechnung soll die Korrektur näher erläutern. In Tabelle 3.11 ist die Zuordnung von Grad- und ADC-Werten dargestellt. Durch die zwei Wertepaare kann die Geradengleichung aus Gleichung 3.5 aufgestellt werden (die grafische Darstellung folgt in Abbildung 3.18).

Der lineare Zusammenhang ist gegeben durch:

$$y_{\text{ADC}}(x_{\text{Grad}}) = \frac{A_o - A_u}{450^\circ} x_{\text{Grad}} + A_u. \quad (3.5)$$

Die Korrekturgerade unterhalb des Knickpunktes in Abbildung 3.17 ist gegeben durch

$$y_{\text{Korr}} = \frac{K_{\text{Faktor}}}{2440 - A_u} (y_t - A_u) \quad (3.6)$$

und oberhalb des Knickpunktes durch

$$y_{\text{Korr}} = \frac{K_{\text{Faktor}}}{A_o - 2440} (A_o - y_t) \quad (3.7)$$

Der K_{Faktor} wurde experimentell ermittelt und mit einem Wert von 10 festgelegt.

In Abhängigkeit von der Drehrichtung des Rotor läuft die Glättung dem tatsächlichen Wert nach (in diesem Fall dreht sich der Rotor zum *LEFT*←-Anschlag) oder vor (der Rotor dreht zum *RIGHT*⇒-Anschlag). Im ersten Fall ist der geglättete Wert kleiner als der tatsächliche Werte, im zweiten Fall ist der geglättete Wert größer. Um dem entgegen zu wirken, wurde die zweifache exponentielle Glättung verwendet. Zudem wird im Fahrbetrieb nicht der Median verwendet, sondern je nach Drehrichtung des Rotors das 0,75 Quantil (der Rotor dreht sich zum *LEFT*←-Anschlag) oder das 0,25 Quantil (der Rotor dreht sich zum *RIGHT*⇒-Anschlag). Im ersten Fall ist die Korrektur gegeben durch

$$y_{\text{pre,left}} = y_{\text{ADC}} + y_{\text{Korr}}, \quad (3.8)$$

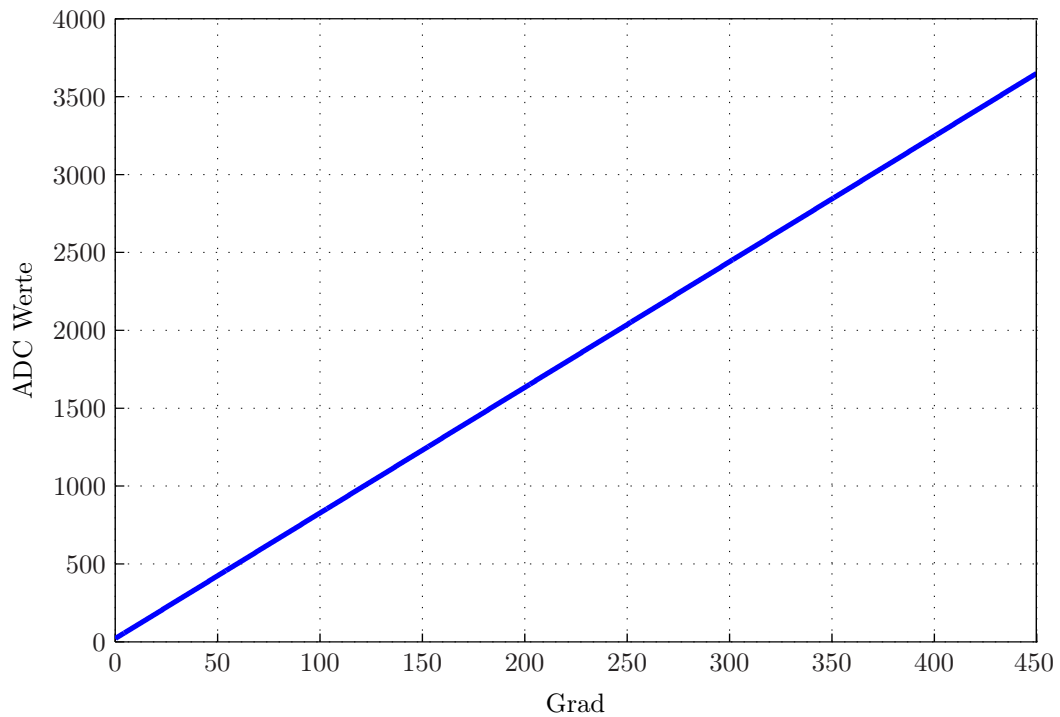


Abbildung 3.18: Lineare Kennlinie des Azimutrotors.

und im zweiten Fall durch

$$y_{\text{pre,right}} = y_{\text{ADC}} - y_{\text{Korr}}. \quad (3.9)$$

3.4 Anzeigeplatine

Die Anzeigeplatine ist mit der Anzeigeschnittstelle der Steuerplatine verbunden. Die Pinbelegung der Anzeigeplatine ist aus Tabelle 3.6 ersichtlich. Beim Einschalten der Steuereinheit werden die Anzeigen initialisiert. Dabei wird die Anzahl der verwendeten Datenleitungen, der gewünschte Kontrast, die verwendete Spannungsversorgung und der Cursor gesetzt. Wird der Ausgangsport CSx ¹⁹ vom MSP430F149 gesetzt, können bei der ausgewählten Anzeige Lese- beziehungsweise Schreibaktionen durchgeführt werden. Beide Anzeigen werden mit den gleichen Steuer- und Datenleitungen angesprochen. Die Ports der Steuerleitungen (zu den Steuerports gehören $CS1$, $CS2$, RS , R/W und E) sind als Ausgangsports konfiguriert, die Ports der Datenleitungen sind abhängig von der Operation als Eingang- (beim Lesen vom Anzeigekontroller) oder Ausgangsports (beim Schreiben zum Anzeigekontroller) festgelegt. Die Anschlüsse $D0$ bis $D3$, VDD , VIN , PSB und $RESET$ sind laut Datenblatt (siehe auch Abbildung 3.19) mit 3,3 V verbunden. $C1$, $C2$ und VSS sind mit Masse verbunden (siehe auch [10, Datenblatt Hersteller]).

¹⁹ x steht für 1 oder 2; 1 ist der Elveationzeige und 2 der Azimutanzeige zugeordnet

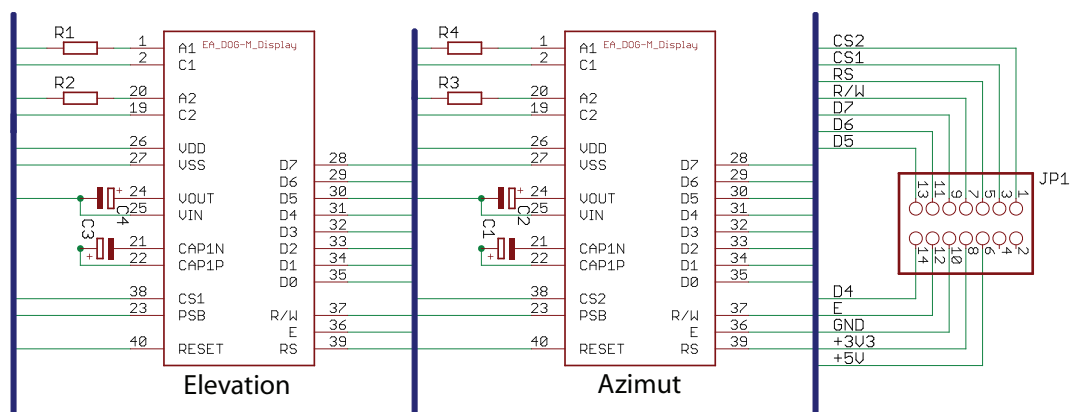


Abbildung 3.19: Schaltplan der Anzeigeplatine.

Kapitel 4

Software

4.1 Firmware

In diesem Kapitel werden die Aufgaben der Firmware beschrieben. Weiters wird auf ausgewählte Programmmodule der Firmware eingegangen. Im speziellen sind das die Kalibrierung der Rotoren, die Implementierung der GS-232A Schnittstelle und die Positionsauswertung.

Die Firmware hat unterschiedliche Aufgaben zu bewältigen:

- Kommunikation mit dem Kontrollrechner.
- Kommunikation mit dem EEPROM.
- Aktualisierung der Elevations- und Azimutanzeige. Dazu müssen die geglätteten ADC-Werte in Gradwerte umgerechnet werden. Die Ziffern der Gradwerte werden anschließend ASCII-codiert ausgegeben.
- Kalibration der Rotoren, das heißt das selbständiges Vermessen des oberen beziehungsweise des unteren Anschlags (Grad/ADC-Wertepaare) der Rotoren.
- Abfragen der Taster- und Joystickzustände. Bei Betätigung eines Tasters oder des Joysticks wird dieser zuvor entprellt. Ist der Taster/Joystick nach 0,2 s noch gedrückt wird die gewünschte Funktion ausgeführt.
- Glättung der Messwerte, Umrechnung der Zielwerte (die Zielwerte werden von NOVA in Grad gesendet), Inbetriebnahme der Rotoren und bei Erreichen des Zielwerts das Ausschalten der Rotoren.
- Im automatischen Betrieb ist der Joystick funktionslos; die Joystickports werden benötigt um die Richtungsleuchtdioden softwaremäßig einzuschalten.
- wird ein Anschlag erreicht und der aktuelle Werte ist nicht mit dem gespeicherten Wert ident, wird der Wert ersetzt.

4.1.1 Abfragemodul

Die oben beschriebenen Aufgaben der Firmware gliedern sich in einer Vielzahl von implementierten Programmmodulen. Diese werden entweder durch den Anwender (also manuell) oder durch das Programm NOVA gesteuert (also automatisch; mehr dazu in Abschnitt 4.1.3). Im folgenden wird kurz auf das Abfragemodul eingegangen.

Beim Azimutrotor ist ein Grad mit zirka 8 ADC-Werten aufgelöst. Das entspricht einer Auflösung von zirka 7 mV pro Grad. Das heißt, der MSP430F149 muss eine Änderung der Potentiometer-Ausgangsspannung von 7 mV auflösen können. Um diese Auflösung zu erreichen, müssen die ADC-Werte in sehr kurzen Zeitintervallen aktualisiert und anschließend mathematisch bearbeitet werden. Die zeitliche Steuerung erfolgt dabei über den *TimerA*. Durch den *TimerA* wird alle 5 ms ein *Interrupt* ausgelöst, wodurch in weiterer Folge das Hauptprogramm in das *Abfragemodul* verzweigt.

Im *Abfragemodul* werden als erstes die neuen ADC-Werte des Elevations- und Azimutrotors eingelesen und in dem jeweiligen 17-stelligen Ring-Array gespeichert. Beide Ring-Arrays werden wie bereits in Abschnitt 3.3.3 beschrieben ausgewertet.

Nachdem die geglätteten ADC-Werte vorliegen wird überprüft ob die Anzeigen aktualisiert werden müssen. Die Aktualisierung der Anzeigen wird nach jeder 50. Verzweigung in das *Abfragemodul* durchgeführt. Dadurch wird ein flackern der Anzeigen bei eingeschalteten Rotoren verhindert. Bei der Aktualisierung der Anzeigen werden aus den geglätteten ADC-Werten die Gradwerte berechnet. Anschließend werden diese ASCII-codiert an die Anzeigen ausgegeben.

Im nächsten Schritt überprüft das *Abfragemodul* die Eingangsports von Joystick, Menü- und Stop-Taster. Bei Betätigung einer Taste oder des Joysticks, wird der dazugehörige Eingangsport auf logisch Eins gezogen. Beim Erkennen eines gesetzten Eingangsports durch das *Abfragemodul*, wird die gewünschte Aktion nicht sofort ausgeführt. Dadurch wird eine Entprellung der Tasten realisiert. Ist der Eingangsport nach 0,2 s noch gesetzt wird die gewünschte Aktion vom *Abfragemodul* durchgeführt (zum Beispiel das Einschalten eines Rotors).

Wird bei einer Verzweigung in das *Abfragemodul* festgestellt, dass der Eingangsport zurückgesetzt wurde, wird auch die Aktion beendet (auf das vorherige Beispiel bezogen das Ausschalten des Rotors).

4.1.2 Kalibrierung

Im folgenden Teil wird die Kalibrierung der Rotoren beschrieben. Das Ziel der Kalibrierung ist es die ADC-Werte vom oberen und unteren Anschlag des Rotors zu bestimmen, wodurch eine lineare Kennlinie Grad über ADC-Werte definiert werden kann.

Beim Start der Kalibrierung wird geprüft welcher Anschlag näher liegt. Abbil-

dung 4.1 zeigt diese Prüfung, sowie den weiteren Ablauf in einem Struktogramm. Steht der Rotor näher beim oberen Anschlag wird die Drehrichtung zum oberen Anschlag eingeschaltet, ansonsten die zum Unteren. Die Erkennung des Anschlags wird folgendermaßen realisiert:

Es wird die Differenz von zwei geglätteten Messwerten gebildet. Und zwar nicht von zwei aufeinander folgenden Messwerten, sondern von y_t und y_{t-30} . Die Differenz wird nur oberhalb von 3500 und unterhalb von 100 des ADCs gebildet. Ist die Differenz Null, das heißt die ADC-Werte ändern sich nicht mehr, wird davon ausgegangen, dass ein Anschlag erreicht wurde. Der aktuelle ADC-Wert wird im EEPROM gespeichert, und die Drehrichtung umgeschaltet. Nach Erkennen des zweiten Anschlags und speichern des Wertes im EEPROM ist die Kalibrierung abgeschlossen.

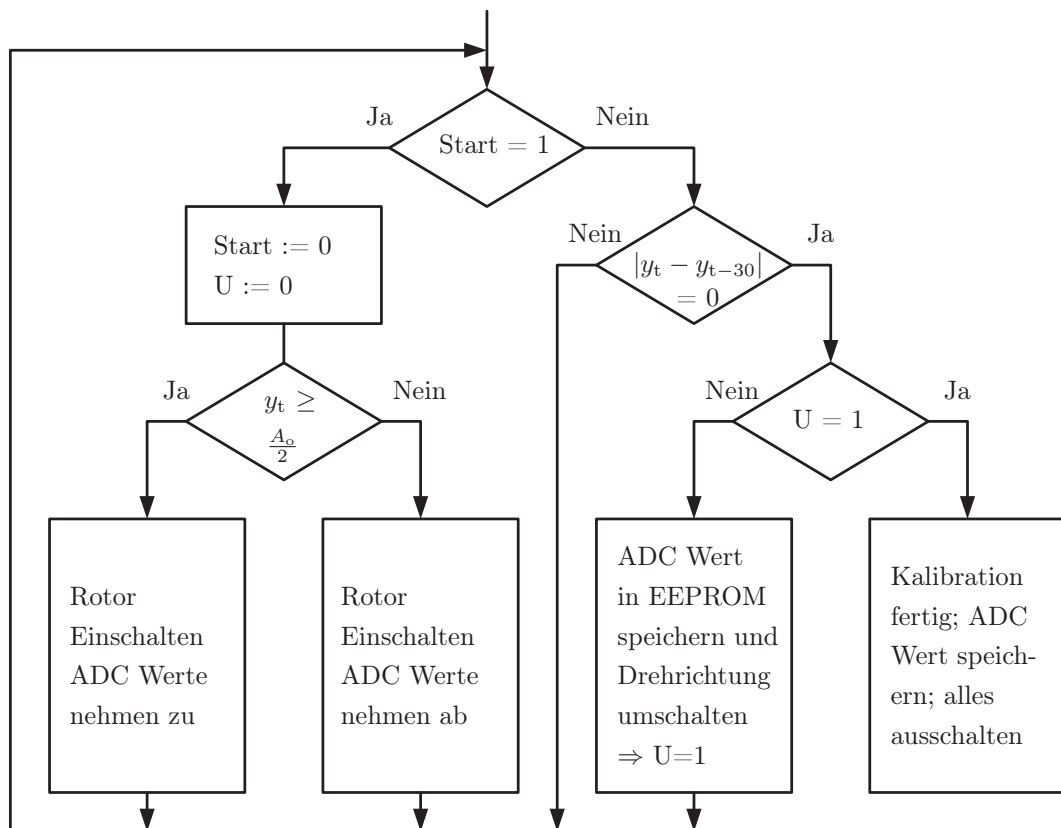


Abbildung 4.1: Struktogramm der Kalibrierung.

4.1.3 Yaesu GS-232A Schnittstelle

Die Kommunikation zwischen Kontrollrechner und Steuergerät erfolgt über die RS232 Schnittstelle. Dabei ist die Kommunikation so aufgebaut, dass der Kontrollrechner der *Master* und das Steuergerät der *Slave* ist. Die empfangenen Daten werden vom Steuergerät ausgewertet, und im Falle eines gültigen Befehlsformats

ausgeführt. Die implementierten Befehle sind in Tabelle 4.1 beziehungsweise in [6, *Control Interface*] zusammengefasst.

Tabelle 4.1: Befehlsstruktur der YAESU GS232A Schnittstelle.

GS232A Befehl	Aktion des Steuergerät
<i>U</i>	Elevationsdrehrichtung UP↑ einschalten
<i>D</i>	Elevationsdrehrichtung DOWN↓ einschalten
<i>L</i>	Azimutdrehrichtung LEFT← einschalten
<i>R</i>	Azimutdrehrichtung RIGHT⇒ einschalten
<i>O2</i>	Kalibrierung Azimutrotor starten
<i>F2</i>	Kalibrierung Elevationsrotor starten
<i>S</i>	Ausschalten der Rotoren
<i>Wxxx yyy</i>	Automatische Zielverfolgung <i>xxx</i> : Azimutkoordinaten zwischen 0 und 450 ° <i>yyy</i> : Elevationskoordinaten zwischen 0 und 180 °
<i>C2</i>	Rückmeldung der aktuellen Koordinaten an den Kontrollrechner

Daten die vom *Transceiver*-Baustein MAX3222EWN in den Empfangspuffer des MSP430F149 geschrieben werden, lösen einen Interrupt aus wodurch in weiterer Folge der Char-Array-Zähler des Empfangspuffers um die Anzahl der empfangenen Datenstellen inkrementiert wird. Die empfangenen Daten werden im Hauptprogramm, Stelle für Stelle, aus dem Eingangspuffer ausgelesen. Nach dem Auslesen aus dem Empfangspuffer wird der Char-Array-Zähler vom Hauptprogramm dekrementiert. Somit muss im Hauptprogramm nur der Char-Array-Zähler überprüft werden. Ist er größer 0 sind noch Daten im Empfangspuffer.

Fünf der insgesamt neun implementierten Befehle kommen mit einem einzelnen Buchstaben aus. Hier ist die Auswertung sehr einfach. Der vom Hauptprogramm ausgelesene Buchstabe wird mit einer *switch/case*-Anweisung überprüft. Ist ein gültiges Format erkannt worden, wird die geforderte Aktion vom MSP430F149 ausgeführt.

Die restlichen vier Befehlsformate werden mit einer Zustandsmaschine¹ ausgewertet. Im folgenden wird die Auswertung des *C2*-Befehls erklärt (siehe dazu das Struktogramm in Abbildung 4.2). Dieser Befehl fordert vom Steuergerät eine Rückmeldung mit den aktuellen Gradpositionen des Azimut- und des Elevationsrotors. Die Gradpositionen werden auf der NOVA-Programmoberfläche dargestellt.

Das Hauptprogramm liest eine Datenstelle aus dem Empfangspuffer aus. Handelt es sich um ein '*C*' wird der Zähler C_{Count} auf Eins gesetzt. Im nächsten

¹FSM ... Finite State Machine

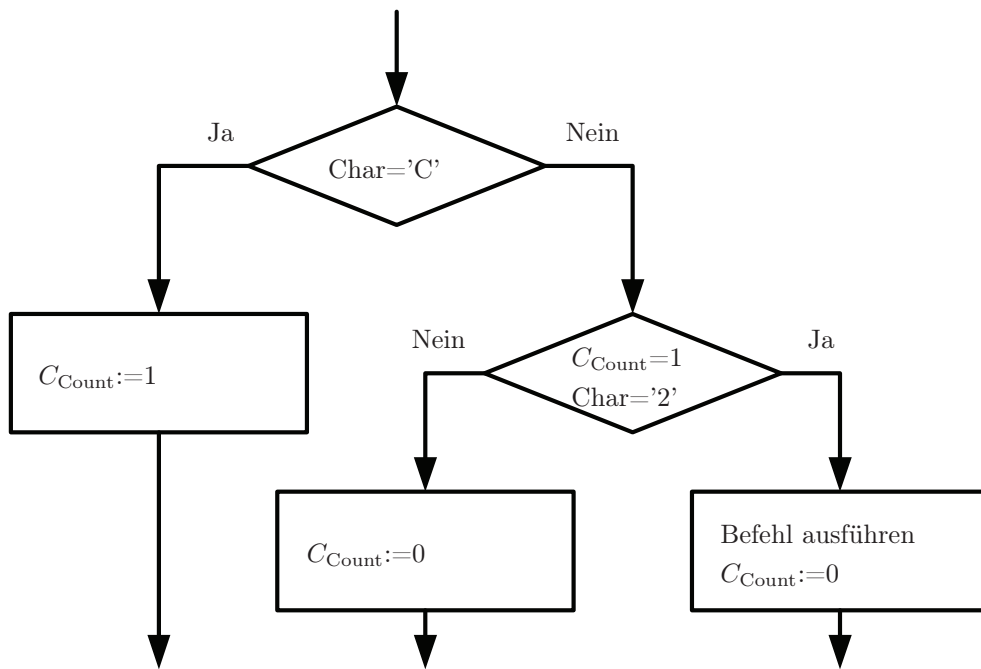


Abbildung 4.2: Struktogramm für die Auswertung des C2-Befehls.

Vergleichsschritt wird sowohl die neu eingelesene Datenstelle als auch der Zähler C_{Count} in einer *if*-Anweisung überprüft. Sind beide Ergebnisse korrekt, wird der Befehl ausgeführt und der Zähler auf Null gesetzt. Ist eines der Ergebnisse nicht korrekt wird nur der Zähler auf Null gesetzt.

Die Koordinaten für die Zielverfolgung werden folgendermaßen ausgewertet: Das Befehlsformat ist nach dem Schema $Wxxx\ yyy$ aufgebaut. Die Hunderterstelle der x -Werte liegt zwischen Null und Vier (der maximale Azimut-Drehwinkel beträgt 450°), und der y -Werte zwischen Null und Eins (der maximale Elevations-Drehwinkel beträgt 180°). Bei der Zehner- und Einerstelle liegen die x - und y -Werte zwischen Null und Neun. Nachdem die Koordinaten ausgewertet wurden muss noch eine Überprüfung durchgeführt werden ob die Ergebnisse kleiner gleich 450° beziehungsweise 180° sind, weil für die Einer- und Zehnerstellen die Werte zwischen Null und Neun zugelassen wurden.

Wird ein 'W' erkannt wird der Zähler W_{Count} auf Eins gesetzt. Bei den folgenden Durchläufen wird über eine *if*-Anweisung der Zählerstand W_{Count} kontrolliert. Ist der Zählerstand W_{Count} korrekt wird über eine *switch/case*-Anweisung die Ziffer bestimmt. In Abbildung 4.3 bezieht sich *case: 'm'* auf die gültigen Zahlenbereiche wie sie zuvor festgelegt wurden. Wurde eine zulässige Stelle erkannt wird diese im Array $W[W_{\text{Count}}]$ gespeichert. Anschließend wird der Zähler auf W_{Count} um eine Stelle inkrementiert. Wurde keine gültige Stelle erkannt wird der Zähler W_{Count} auf Null gesetzt. Diese Verschachtelung muss insgesamt sieben mal durchlaufen werden. Danach werden aus den Speicherinhalten die Gradzahlen er-

mittelt. Die Gradwerte errechnen sich somit zu

$$G_{\text{Azimut}} = W[1] \cdot 100 + W[2] \cdot 10 + W[3] \quad (4.1)$$

und

$$G_{\text{Elevation}} = W[5] \cdot 100 + W[6] \cdot 10 + W[7]. \quad (4.2)$$

Stehen die Gradwerte fest, müssen diese zuerst auf ihre maximale Größe überprüft und danach in die dazugehörigen ADC-Werte umgerechnet werden. Anschließend wird die Systemvariable *Rotor-Activ* gesetzt. Nach Verzweigung in das Programmmodul wird zuerst überprüft welche Drehrichtungen gesetzt werden müssen. Nach Einschalten der gewünschten Drehrichtungen wird ein Ist-/Sollvergleich durchgeführt (Istwert → momentane ADC-Wert; Sollwert → Zielwert). Nach Erreichen der Sollwerte werden die Rotoren ausgeschaltet.

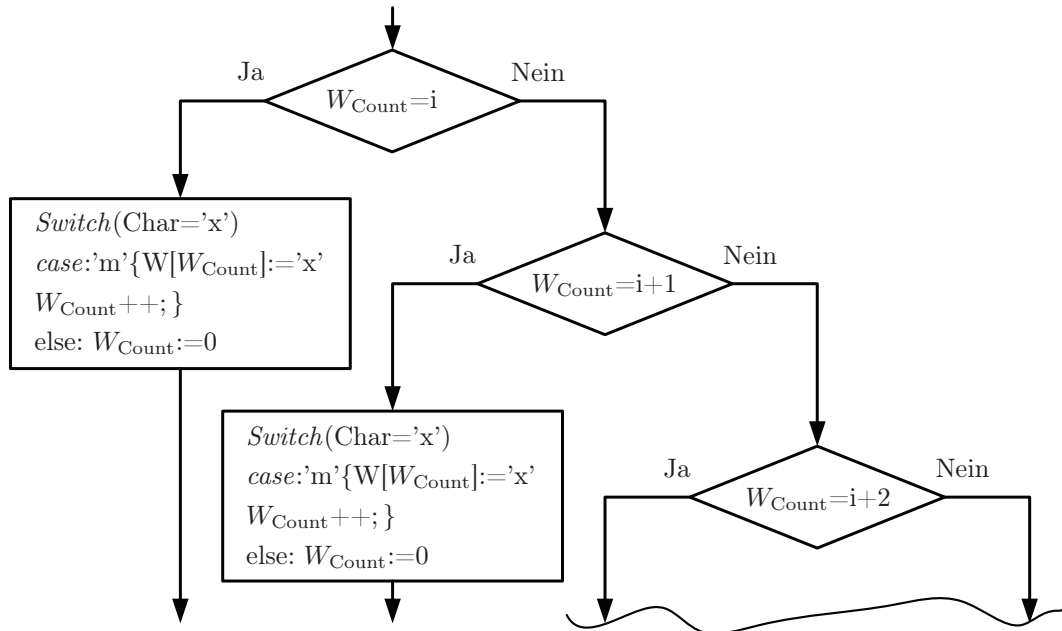


Abbildung 4.3: Struktogramm für die Auswertung des *Wxxx yyy*-Befehls.

4.2 NOVA

NOVA ist ein Satelliten-Zielverfolgungsprogramm. Nach dem Start des Programms können über den Menüpunkt *Setup* Satelliten und der Standort der Erdefunkstelle ausgewählt werden. Da die Keplerelemente (siehe auch Abschnitt 2.4 und Abschnitt 2.6) nicht konstant sind, müssen diese regelmäßig upgedatet werden. Das Update kann über den Menüpunkt *Kep.Elements* und den Untermenüpunkt *FTP(Internet)update* gestartet werden. Sind die Satelliten und der Standort festgelegt muss über die Menüleiste der Menüpunkt *Auto Tracking* geöffnet wer-

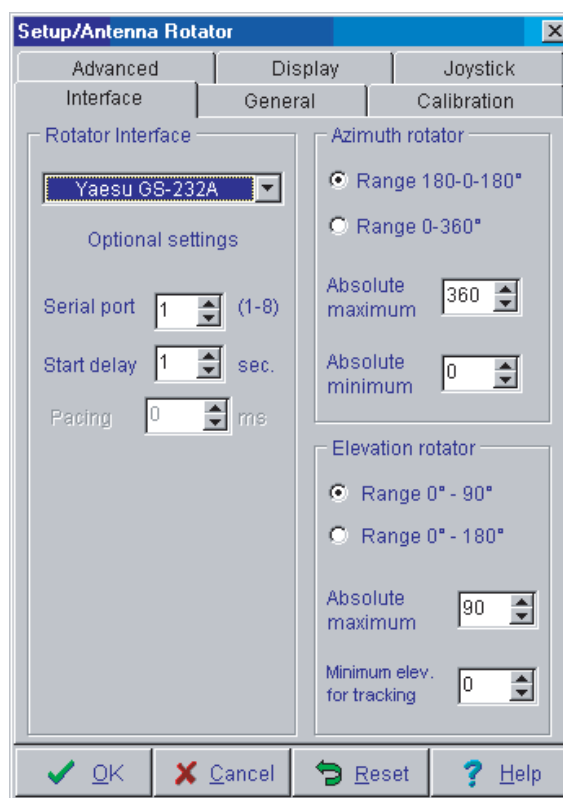


Abbildung 4.4: Konfiguration der NOVA/Steuergerät-Schnittstelle für das Yaesu GS-232A Protokoll.

den. Über den Untermenüpunkt *Antenna Rotator Setup* wird die Dialogbox *Setup/Antenna Rotator* geöffnet. Über die Registerkarte *Interface* wird die Yaesu GS-232A Schnittstelle ausgewählt.

Nach Auswahl der Yaesu GS-232A Schnittstelle muss diese noch konfiguriert werden (siehe auch Abbildung 4.4 beziehungsweise [6, GS-232A Control Interface]). Das heißt es müssen beispielsweise Offset der Rotoren aber auch die Wiederholrate beim Senden der Befehle eingestellt werden.

Nach erfolgreicher Konfiguration erscheint an der Programmoberfläche von NOVA eine kleine Steuerbox. In der linken oberen Ecke der Steuerbox kann die automatische Zielverfolgung aktiviert werden indem mit der Maus auf *Off* geklickt wird. Dadurch wechselt der Status auf *On* und die automatische Zielverfolgung ist aktiv. In diesem Fall werden über die *RS-232*-Schnittstelle die gewünschten Koordinaten zum Steuergerät gesendet.

Im *Off*-Modus können die Rotoren über die Steuerbox auch manuell gesteuert werden. Dazu muss eine der vier jeweiligen Richtungsschaltflächen neben der Gradanzeige der Antennen gedrückt werden. Das fünfte Quadrat in der Mitte des Kreuzes ist die Stopp-Schaltfläche (siehe auch Abbildung 4.5).

Weiters sind an der Programmoberfläche die einzelnen Satellitenbahnen dargestellt, und die Zone in der eine Kommunikation mit dem Satelliten möglich ist

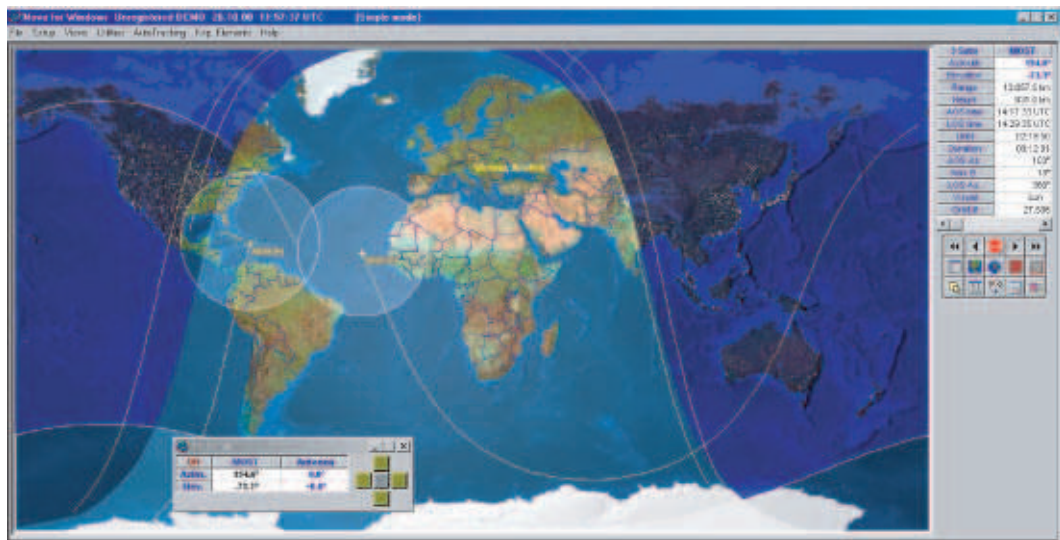


Abbildung 4.5: Programmoberfläche des Zielverfolgungsprogrammes NOVA mit Steuerbox.

(die Ausleuchtzone). Von jedem ausgewählten Satelliten, kann eine Liste mit den nächsten Überflugzeiten der Erdefunkstelle erstellt werden.

Kapitel 5

Hochfrequenztechnische Baugruppen

Die Erdefunkstelle besteht neben den in Abschnitt 1.2 angesprochenen Datenverarbeitungsgeräten und mechanischen Komponenten auch aus sehr wichtigen hochfrequenztechnischen Baugruppen. Bei diesen Komponenten handelt es sich um die hier beschriebenen Antennen (Abschnitt 5.1), die Polarisationsumschalter (siehe Abschnitt 5.2) und die rauscharmen Vorverstärker (siehe Abschnitt 5.3), für das 2 m-Band und das 70 cm-Band.

Bei den Antennen handelt sich um Kreuzyagi-Antennen. Kreuzyagis haben zwei zueinander orthogonale Dipole. In Kombination mit einem Polarisationsumschalter ist es daher möglich unterschiedliche Polarisationen zu empfangen (siehe Abschnitt 5.1.1 und Abschnitt 5.2). Auf den rauscharmen Vorverstärker wird in Abschnitt 5.3) eingegangen. Dieser verstärkt nur das Empfangssignal, das Sendesignal wird hingegen direkt an den Polarisationsumschalter weitergeleitet.

Weiters gehört auch der Transceiver zu den hochfrequenztechnischen Komponenten. Auf diesen wird aber in dieser Arbeit nicht eingegangen. Statt dessen wird in Abschnitt 5.4 das Rauschen des Systems bis zum Eingang des Transceivers untersucht.

5.1 Kreuzyagis

Bei den Antennen handelt es sich um Kreuzyagi-Antennen der Firma *WIMO Antennen und Zubehör*. Eine Kreuzyagi-Antenne besitzt einen Vertikal- und einen Horizontaldipol. Dabei können die Dipole in der selben oder in versetzten Ebenen angebracht sein. Im ersten Fall spricht man von einem Kreuzdipol. Die Yagian-tenne ist nach [11, Mehrelementantennen; Kapitel 18] definiert als: Längsstrahler mit strahlungsgekoppelten Dipolen, der neben aktivem Strahler und Reflektoren noch einen oder mehrere Direktoren enthalten kann¹.

Um den Gewinn zu erhöhen können zwei oder mehrere Antennen gestockt werden. Das bedeutet, dass die Antennen in einem definierten Abstand montiert

¹Die Erfindung der Antenne mit mehreren parasitären Elementen wurde 1925 in Japan von *Hidetsugu Yagi* (1886-1976) und *Shintaro Uda* (1896-1976) zwei Professoren an der Universität Tohoku in Sendai zum Patent angemeldet

Tabelle 5.1: Herstellerdaten der Antennen für das 2 m- und 70 cm-Band.

Technische Daten	2 m-Kreuzzyagi	70 cm-Kreuzzyagi
Frequenzbereich / MHz	144 bis 146	430 bis 440
Öffnungswinkel H-Ebene	53 °	30 °
Öffnungswinkel E-Ebene	43 °	28 °
Gewinn über Dipol pro Ebene	10 dBD	14 dBD
minimales Vor-/Rückwertsverhältnis	20 dB	20 dB
SWR im Frequenzbereich (maximal)	1,6	1,6
maximale Belastung pro Ebene	200 W	200 W
Länge	2,7 m	3,4 m
Windlast bei 80 km/h	35 N	22 N
Windlast bei 120 km/h	140 N	88 N
Impedanz	50 Ω	50 Ω
Dipol-Anschluss	N-Buchse	N-Buchse
Stockungsabstand	2,58 m	1,43 m

werden müssen. Dieser Abstand ist eine Funktion der Wellenlänge und des halben Öffnungswinkel. Nach [11, Gruppenantennen und gestockte Antennen; Kapitel 25] errechnet sich der Stockungsabstand zu

$$D_{\text{opt}} = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin(\alpha/2)}. \quad (5.1)$$

Wobei λ die Wellenlänge und α der Öffnungswinkel der Antenne ist. Theoretisch ist bei einer Stockung von von zwei identischen Antennen der Gewinn der Antennengruppe um 3 dB höher.

Durch das Stocken (das entspricht einer Parallelschaltung von zwei Dipolen) von zwei Antennen ändert sich auch der Gesamtwiderstand der Speisedipole. Dieser beträgt bei einem 50 Ω System dann nur mehr 25 Ω. Es muss also über eine Anpassschaltung der Widerstand von 25 Ω wieder auf 50 Ω transformiert werden. Dazu werden sogenannte *Anpasstöpfe* verwendet. Für jede Polarisationsrichtung ist ein Anpasstopf notwendig.

Die wichtigsten Kenndaten der 2 m- und der 70 cm-Band Yagi sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Aus dem Datenblatt [12, Datenblatt; Montagehinweise] ist ersichtlich, dass bei der 2 m-Kreuzzyagi der vordere Dipol (bezogen auf die Strahlrichtung) der Horizontaldipol ist und bei der 70 cm-Kreuzzyagi der vordere Dipol der Vertikaldipol ist. In Kombination mit einem Polarisationsumschalter (siehe Abschnitt 5.2) liefern die Antennen die gewünschte Polarisationsrichtung. Bei falscher Montage wird aus einer linkszirkular polarisierten Welle eine rechtszirkulare.

In Abbildung 5.1 und 5.3 sind die Stehwellenverhältnisse² dargestellt. Weiters

²VSWR ... Voltage Standing Wave Ratio

sind in den Abbildung 5.2 und 5.4 die S_{21} Parameter dargestellt. S_{21} entspricht der sogenannten Kreuzpolarisation. Dies ist ein Maß dafür wieviel Leistung von einer Polarisationsrichtung in die andere Polarisationsrichtung eingekoppelt wird.

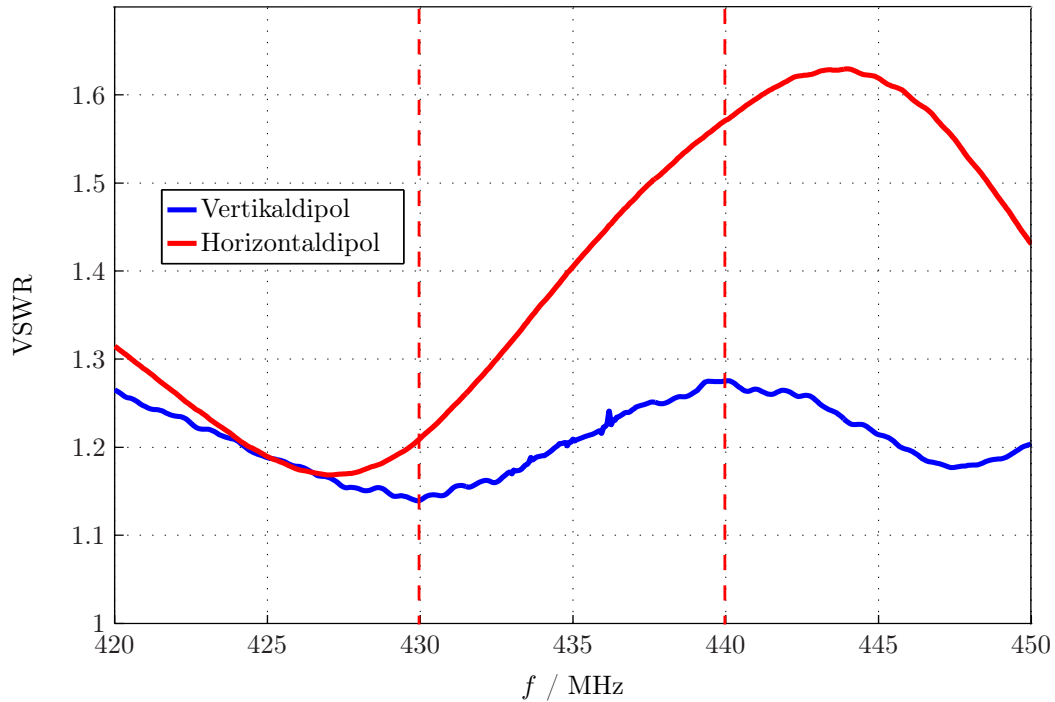


Abbildung 5.1: Stehwellenverhältnis von Horizontal- und Vertikaldipol der 70 cm Band-Antenne.

5.1.1 Polarisation

Die Polarisation wird definiert über die Richtung des elektrischen Feldvektors und der dazugehörigen Ausbreitungsrichtung. In diesem Zusammenhang spricht man auch von Transversalwellen. Bei Transversalwellen schwingen die Feldkomponenten normal zur Ausbreitungsrichtung. Im Gegensatz dazu stehen die sogenannten Longitudinalwellen bei der die physikalische Größe in Ausbreitungsrichtung schwingt. Man unterscheidet drei Hauptarten der Polaisation [13, Kapitel 1.1.3.9; Polarisation]:

- lineare Polarisation:

Der Vektor schwingt in einer Schwingungsebene und ändert sich nur in seiner Größe (Betrag) zwischen dem positiven und negativen Extremwert. Die Schwingungsebene kann vorzugsweise die vertikale oder horizontale Ebene sein (vertikale beziehungsweise horizontale lineare Polarisation – beide stehen orthogonal zueinander).

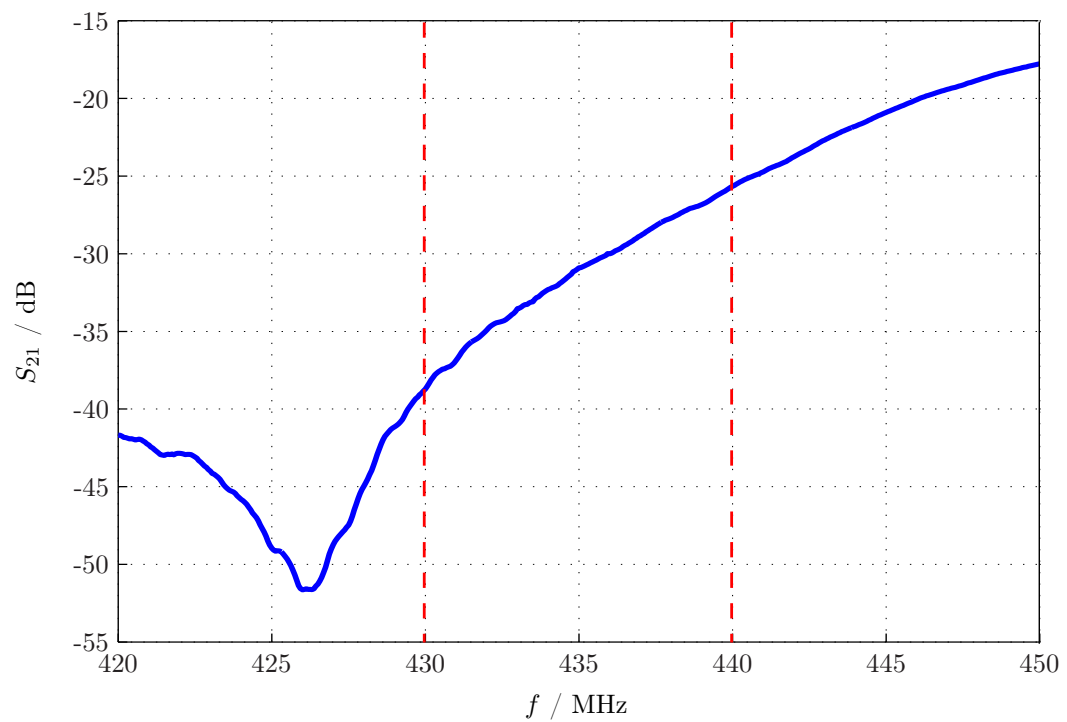


Abbildung 5.2: Kreuzpolarisation der 70 cm Band-Antenne

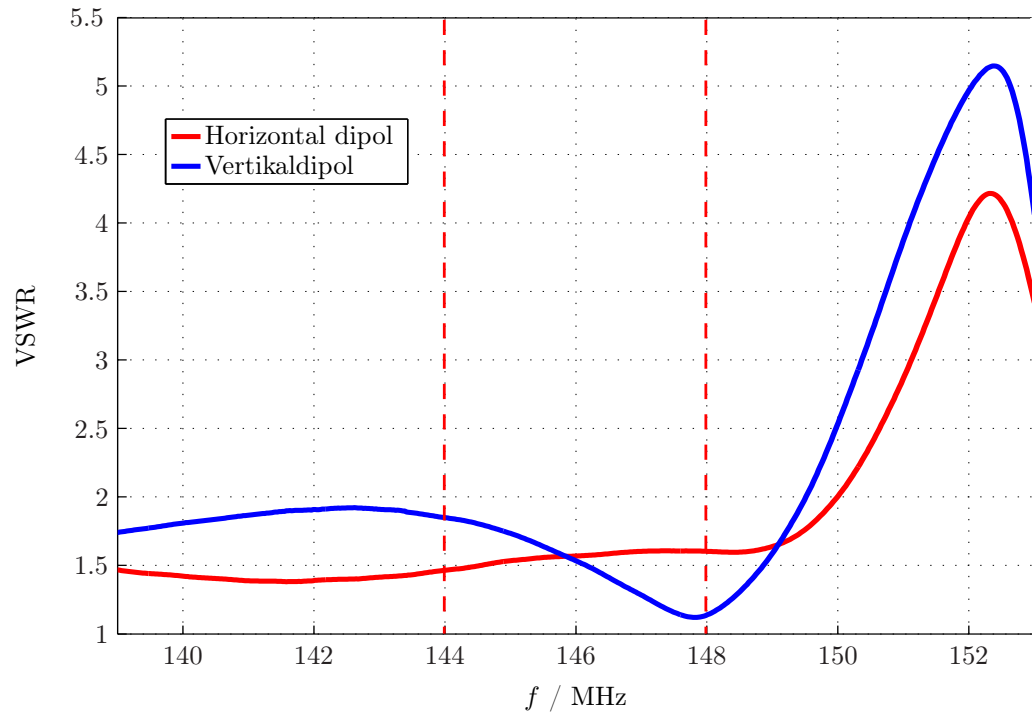


Abbildung 5.3: Stehwellenverhältnis von Horizontal- und Vertikaldipol der 2 m Band-Antenne.

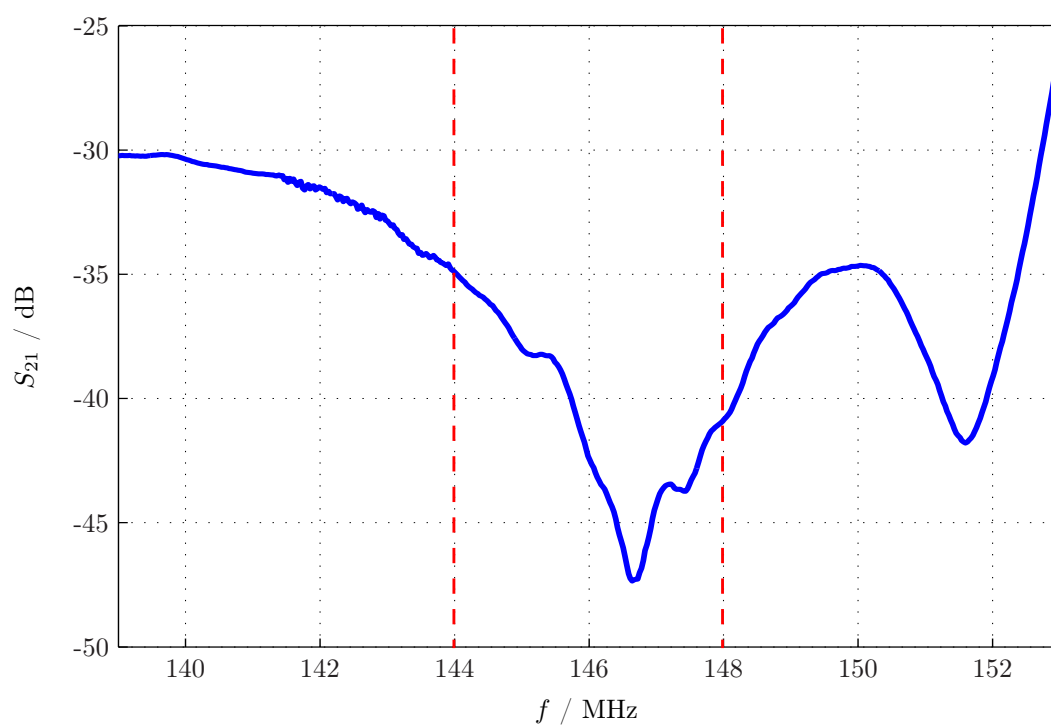


Abbildung 5.4: Kreuzpolarisation der 2 m Band-Antenne

- zirkulare Polarisation:

Der Betrag des Vektors bleibt konstant, sein Endpunkt dreht sich im Kreis, in Ausbreitungsrichtung entweder rechts- oder linksdrehend. Die räumliche Darstellung ist eine rechts- beziehungsweise linksdrehende schraubenförmige Kurve in Ausbreitungsrichtung.

- elliptische Polarisation:

Der Vektor schwankt in seinem Betrag und dreht sich, so dass sein Endpunkt auf einer Ebene eine Ellipse beschreibt.

Weiters kann die elliptische Polarisation über das Verhältnis der Haupt- und Nebenachse (die Elliptizität), den Neigungswinkel der Ellipse zu einer Bezugsfläche und der Händigkeit definiert werden.

Während der Wellenausbreitung kann es an Mediumsgrenzschichten zu sogenannten Depolarisationserscheinungen kommen. Das heißt, dass sich durch die unterschiedlichen Reflexionseigenschaften von TE^3 - und TM^4 -Wellen aus einer linear polarisierten Welle eine elliptisch polarisierte Welle bildet. Weitere Gründe von Depolarisation können Beugung, Dämpfung (die einzelnen Polarisationsrichtungen werden unterschiedlich stark gedämpft) aber auch die Ionosphäre sein.

Je nach Einflüssen von Wetter und/oder Atmosphäre kann die elektromagnetische Welle ihre Polarisation während ihrer Ausbreitung verändern. Darum wird ein Polarisationsumschalter verwendet. Dieser ermöglicht es, auf eine von vier unterschiedliche Polarisationen umzuschalten. Die vier Polarisationszustände sind:

- horizontal polarisiert,
- vertikal polarisiert,
- linkszirkular polarisiert und
- rechtszirkular polarisiert.

Der Polarisationsumschalter ist in Abschnitt 5.2 beschrieben.

5.1.2 Ebenenversatz

Da sich bei den verwendeten Kreuzyagi-Antenne der Horizontal- und Vertikaldipol nicht in der selben Ebene befinden, tritt eine zusätzliche Phasendrehung auf. Der vordere Dipol bezogen auf die Strahlrichtung ist bei der 70 cm-Kreuzyagi der Vertikaldipol und bei der 2 m-Kreuzyagi der Horizontaldipol. Dieses ist für die Montage der Antennen in Kombination mit den Polarisationsumschaltern wichtig.

³Transversal Elektrischer Welle; der E Vektor liegt transversal zur Reflexionsebene

⁴Transversal Magnetische Welle; in diesem Fall liegt der H Vektor transversal zur Reflexionsebene

Die Korrektur der zusätzlichen Phasendrehung ist vom Abstand der Ebenen und dem zur Korrektur verwendeten Koaxialkabel (wegen dem Verkürzungsfaktor) abhängig. In unserem Fall wird ein Excoflex10-Koaxialkabel (siehe auch Tabelle 5.6) verwendet. Der Verkürzungsfaktor $\rho_{\text{Verk.}}$ beträgt laut Datenblatt (aus [14]) 0,85. Bei einem Ebenenversatz ohne Korrektur ergibt sich eine Phasendrehung zwischen Vertikal- und Horizontal dipol zu

$$\varphi_{\text{Dif}} = \frac{d_{\text{Ebenenversatz}}}{\lambda} \cdot 360^\circ \cdot \rho_{\text{Verk.}} \quad (5.2)$$

Um diese Phasendrehung zu korrigieren muss die Kabellänge zum vorderen Dipol (bezogen auf die Strahlrichtung) um $d_{\text{Dif}} = d_{\text{Ebenenversatz}} \cdot \rho_{\text{Verk.}}$ länger sein als das Kabel zum hinteren Dipol.

5.2 Polarisationsumschalter

Die Polarisationsumschalter vom Hersteller *SSB-Electronic GmbH* werden benötigt um auf unterschiedliche Polarisationen zu wechseln (siehe [15, Datenblatt]). Im Empfangsfall kann so auf die Polarisationrichtung mit dem bestmöglichen Empfangssignal umgeschaltet werden. Das selbe gilt natürlich auch für den Sendefall.

Für die Steuerung ist ein vier-poliges Steuerkabel notwendig. Die Pin-Zuweisung ist in Tabelle 5.2 zusammengefasst. Ohne externe Beschaltung werden die Antennen mit vertikaler Polarisation betrieben (siehe auch Abbildung 5.5).

Wie aus Tabelle 5.3 ersichtlich liefert der 2 m-Band Polarisationsumschalter im

Tabelle 5.2: Steuerspannungen bei den 2 m-Band und 70 cm-Band Polarisationsumschaltern.

Pin Nummer	Funktion	Beschaltung
Pin 1	zirkular rechts	ZR
Pin 2	zirkular links	ZL
Pin 3	nicht belegt	V
Pin 4	Masse	0
Pin 5	horizontal	H

rechtszirkularen Betrieb die gewünschte Phasendifferenz⁵ von 90° , und im linkszirkularen Betrieb die gewünschte Phasendifferenz von 270° . Darum muss bei der Verkabelung zu den Antennen nur der Ebenenversatz (siehe Abschnitt 5.1.2) der Dipole korrigiert werden. Im konkreten Fall muss also das Kabel zum Horizontal dipol um die Länge d_{Dif} länger sein als das Kabel zum Vertikaldipol. Dabei

⁵zwischen vertikalem und horizontalem Signal

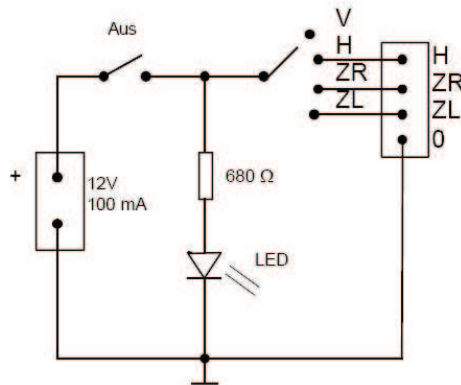


Abbildung 5.5: Steuerung für die Polarisationsumschaltung.

Tabelle 5.3: Phasendifferenz bei den 2 m-Band und 70 cm-Band Polarisationsumschaltern laut Hersteller.

Polarisation	2 m-Band	70 cm-Band
Phasendifferenz rechtszirkular	90 °	0 °
Phasendifferenz linkszirkular	270 °	180 °

sollten die Koaxialkabel so kurz wie möglich gewählt werden, da auch die Kabel Dämpfung einfügen.

Anders ist es beim 70 cm-Band Polarisationsumschalter. Hier liefert der Polarisationsumschalter im rechtszirkularen Betrieb eine Phasendifferenz von 0 °. Die gewünschte Phasendifferenz beträgt aber 90 °. Daher muss im 70 cm-Band zusätzlich zum Ebenenversatz der Dipole eine Phasendrehung von 90 ° realisiert werden.

Mit einem Verkürzungsfaktor $\rho_{\text{Verk.}}$ folgt, dass das Koaxialkabel zum Vertikaldipol um

$$l_{\text{Korr.}} = \left(d_{\text{Ebenenversatz}} + \frac{\lambda}{4}\right) \cdot \rho_{\text{Verk.}} \quad (5.3)$$

länger sein muss als das zum Horizontaldipol.

Bei der Vermessung der Polarisationsumschalter wurden die Anschlusskonvention aus Tabelle 5.4 verwendet. Die Vermessung wurde mit dem *Vector Network Analyser ZVA8* von *Rohde&Schwarz* [16, Datenblatt] durchgeführt.

Es wurde eine 3-Port Kalibration durchgeführt. Das verwendete Kalibrationskit ist von *Hewlett Packard* mit der Typenbezeichnung *85032 B Type N*. Für das 2 m-Band wurde auf einen Frequenzbereich von 144 MHz bis 148 MHz bei einem *Sweep* von 801 Punkten und einem Eingangssignalpegel von 0 dBm kalibriert. Im 70 cm-Band wurde auf einen Frequenzbereich von 430 MHz bis 440 MHz mit gleichem *Sweep* und Eingangssignalpegel kalibriert.

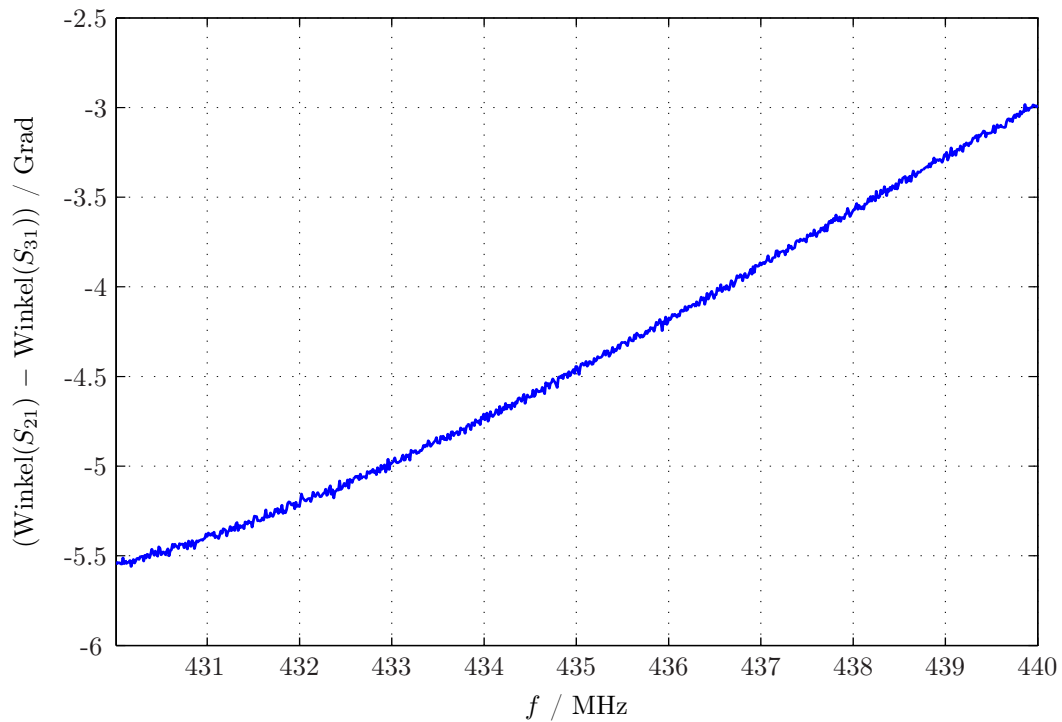


Abbildung 5.6: Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 70 cm-Band Polarisationsumschalter im rechtszirkularen Betrieb

Tabelle 5.4: Anschluss-Belegung bei der Vermessung des Polarisationsumschalters mit dem Netzwerkanalysator.

N-Buchse	Anschluss Polumschalter	Netzwerkanalysator
Station	Speiseleitung vom Transceiver	Port 1
VER	Antennenanschluss vertikal	Port 2
HOR	Antennenanschluss horizontal	Port 3

Die Einfügedämpfungen für den 70 cm-Band Polarisationsumschalter im Zirkularbetrieb sind in Abbildung 5.8 dargestellt. Im zirkularen Betrieb teilt sich das Eingangssignal auf die horizontale- und vertikale Polarisation auf. Im Idealfall (also im verlustlosen Fall) wäre die Einfügedämpfung 3 dB. Die hier gemessenen Einfügedämpfungen sind naturgemäß größer, da die interne Erzeugung der Phasendifferenz mit handelsüblichen *RG58*-Koaxialkabeln durchgeführt wird. Im Zirkularbetrieb (im links- und rechtszirkularen Fall) ist die Einfügedämpfung zwischen Eingangs-*N-Buchse* „Station“ und *N-Buchse* „VER“ um⁶ zirka 0,5 dB größer als die Einfügedämpfung zur *N-Buchse* „HOR“. Der Grund dafür sind ebenfalls

⁶(durch die oben festgelegte Zuordnung der Ports bei der Kalibration ergibt sich die Einfügedämpfung *N-Buchse* „Station“ zu *N-Buchse* „VER“ zu S_{21} und zu *N-Buchse* „HOR“ zu S_{31})

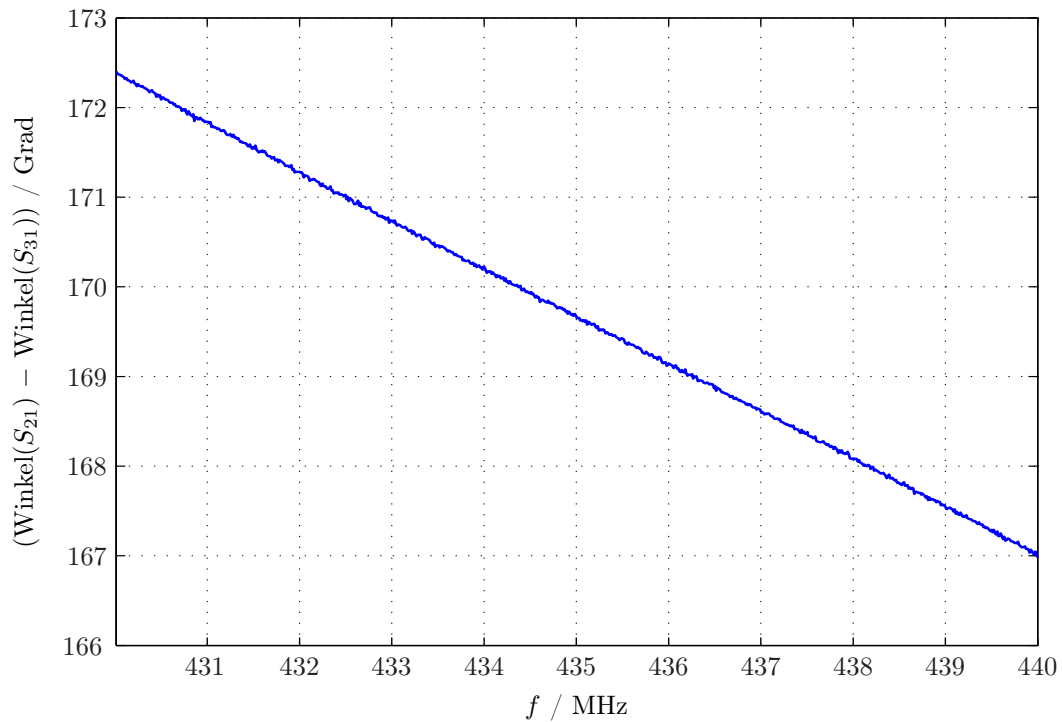


Abbildung 5.7: Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 70 cm-Band Polarisationsumschalter im linkszirkularen Betrieb.

die internen *RG58*-Koaxialkabel, die für die Phasendrehung benötigt werden. Der gleiche Effekt tritt auch beim 2 m-Band Polarisationsumschalter auf (siehe auch Abbildung 5.12). Auch hier ist die Einfügedämpfung zwischen *N-Buchse* „Station“ und *N-Buchse* „HOR“ kleiner als die Einfügedämpfung zur *N-Buchse* „VER“. Beim Vergleich der beiden Polarisationsumschalter kann man sehr gut verfolgen, dass der 70 cm-Band Polarisationsumschalter im Vergleich zum 2 m-Band Polarisationsumschalter im Zirkularbetrieb eine größere Einfügedämpfung (um zirka 0,6 dB) aufweist. Dieses Effekt lässt sich durch die höhere längenbezogene Dämpfung des Koaxialkabels im 70 cm-Band erklären.

Auch im Vertikal- und Horizontalbetrieb ist die Einfügedämpfung im 70 cm-Band um zirka 0,3 dB (siehe Abbildung 5.9 und 5.13) größer als im 2 m-Band, als Folge der höheren längenbezogenen Dämpfung im 70 cm-Band. Zusätzlich muss das Eingangssignal nicht aufgeteilt werden. Der Schaltungsteil der die zirkuläre Polarisation erzeugt (ein 3 dB Leistungsteiler und ein *RG58*-Koaxialkabel zu Erzeugung der Phasendrehung) wird dazu überbrückt.

Wie in den Abbildungen 5.10, 5.11, 5.6 und 5.7 ersichtlich, stimmen die vom Hersteller angegebenen Phasendifferenzen (Tabelle 5.3) näherungsweise mit den Messresultat überein.

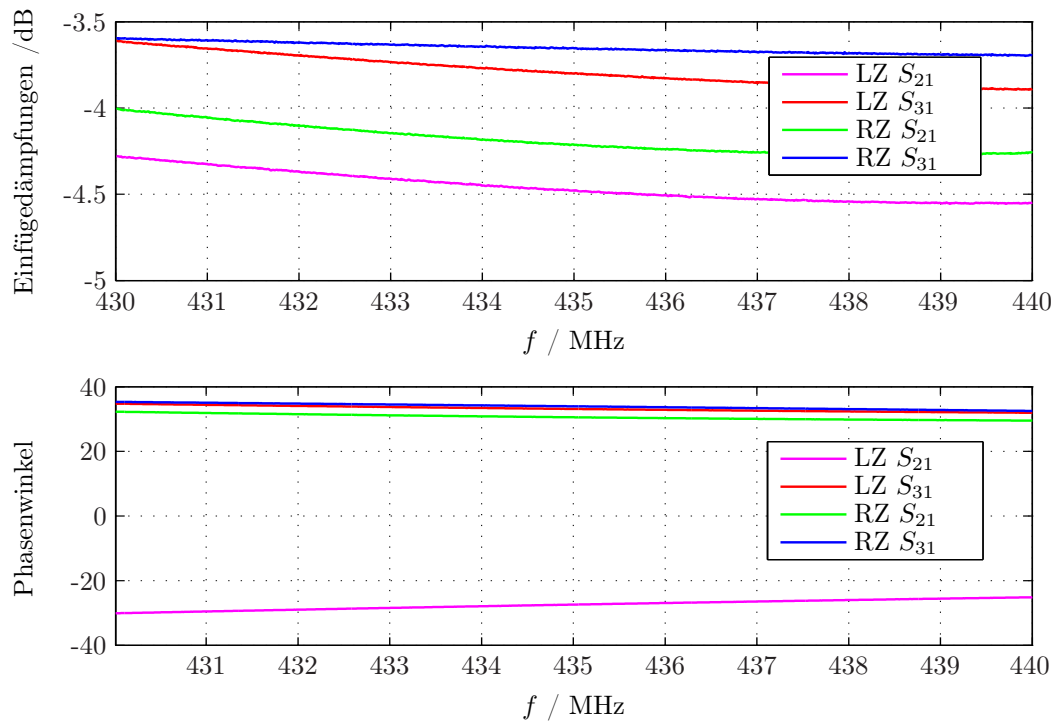


Abbildung 5.8: Einfügedämpfungen: 70 cm-Band Polarisationsumschater im Zirkularbetrieb.

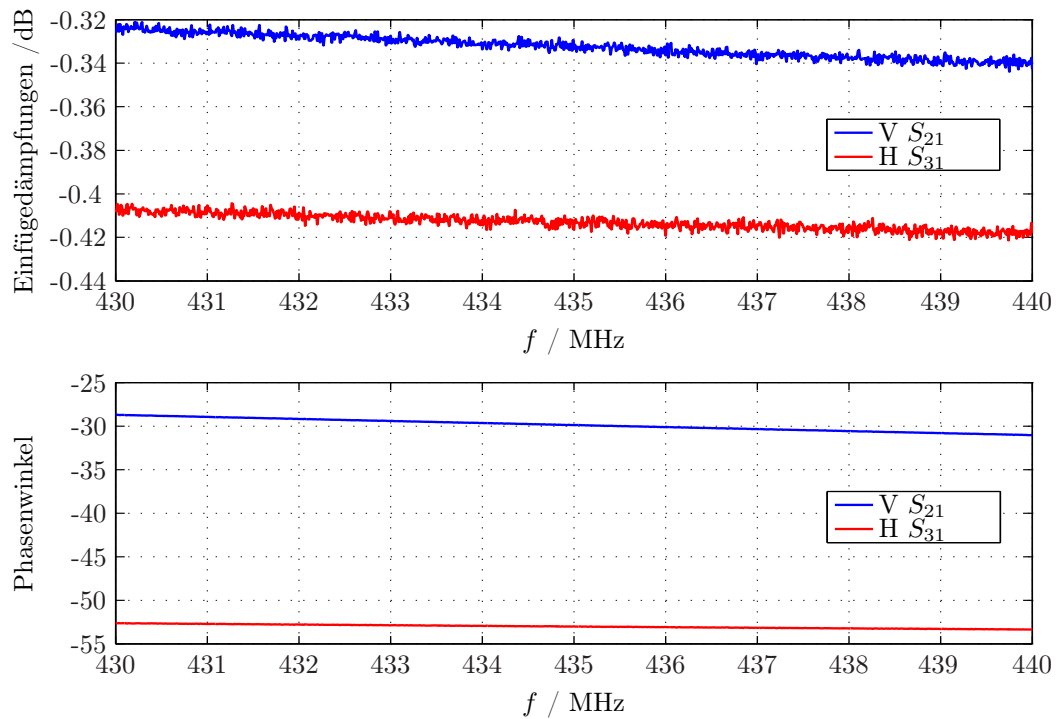


Abbildung 5.9: Einfügedämpfungen: 70 cm-Band Polarisationsumschater im Vertikal- und Horizontalbetrieb.

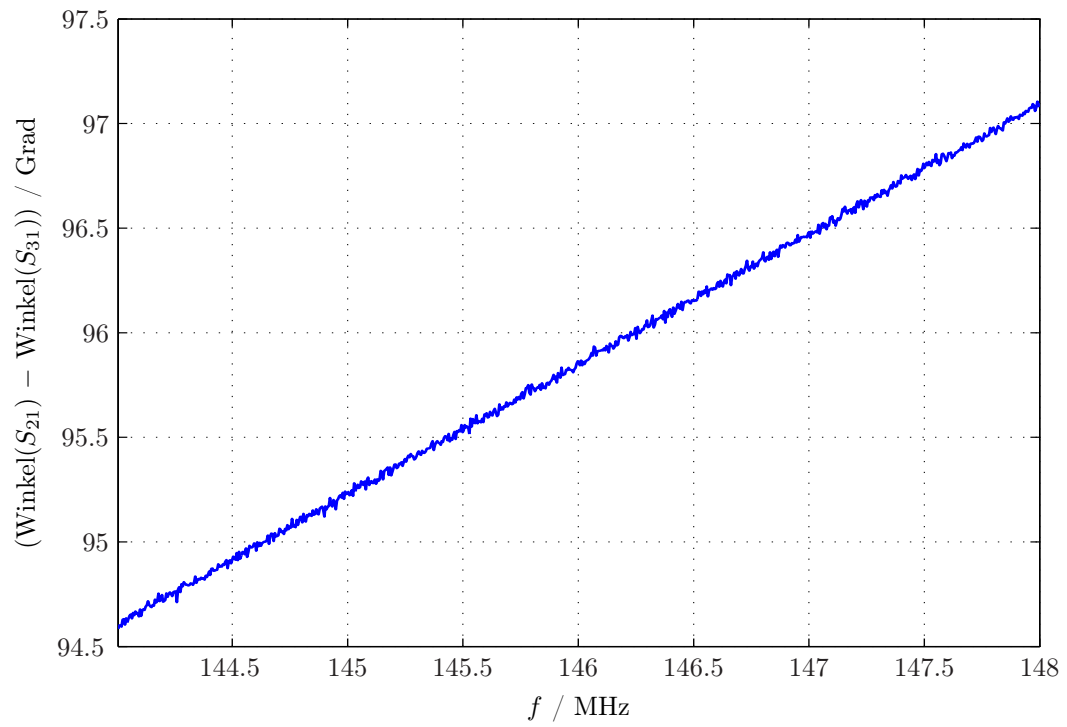


Abbildung 5.10: Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 2 m-Band Polarisationsumschalter im rechtszirkularen Betrieb.

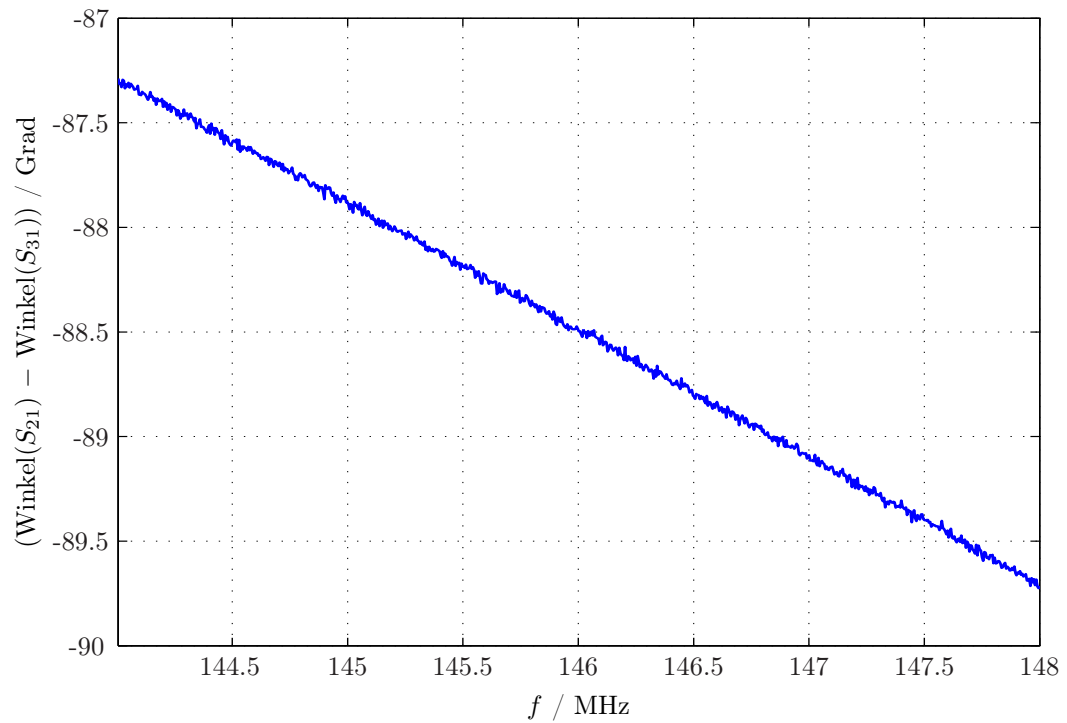


Abbildung 5.11: Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 2 m-Band Polarisationsumschalter im linkszirkularen Betrieb.

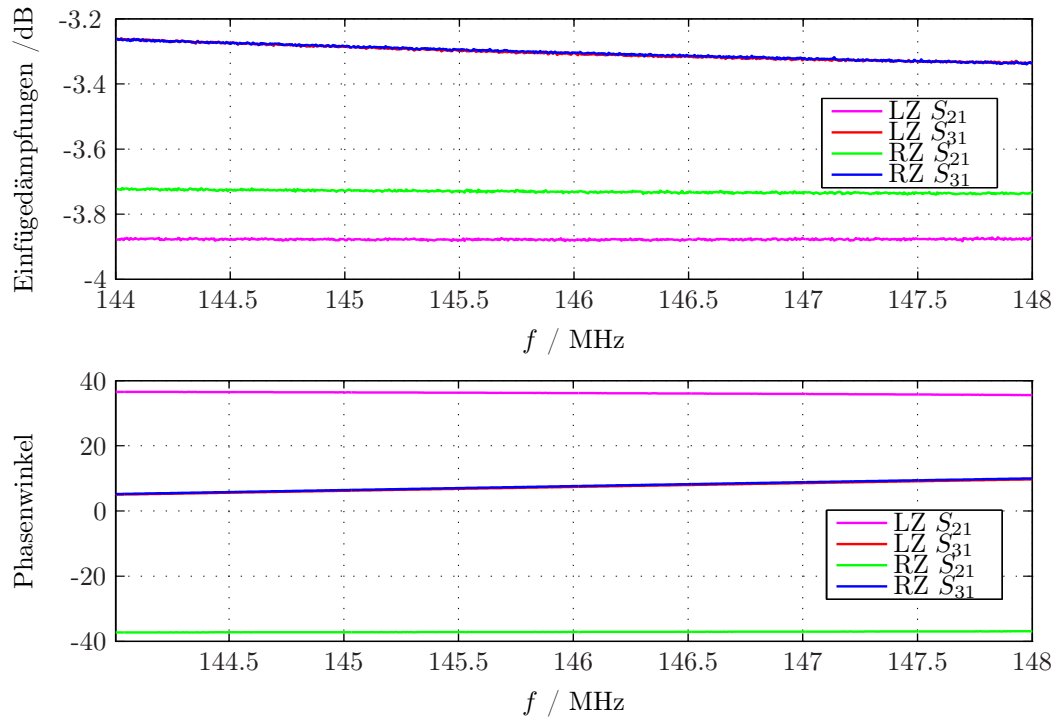


Abbildung 5.12: Einfügedämpfungen: 2 m-Band Polarisationsumschalter im Zirkularbetrieb.

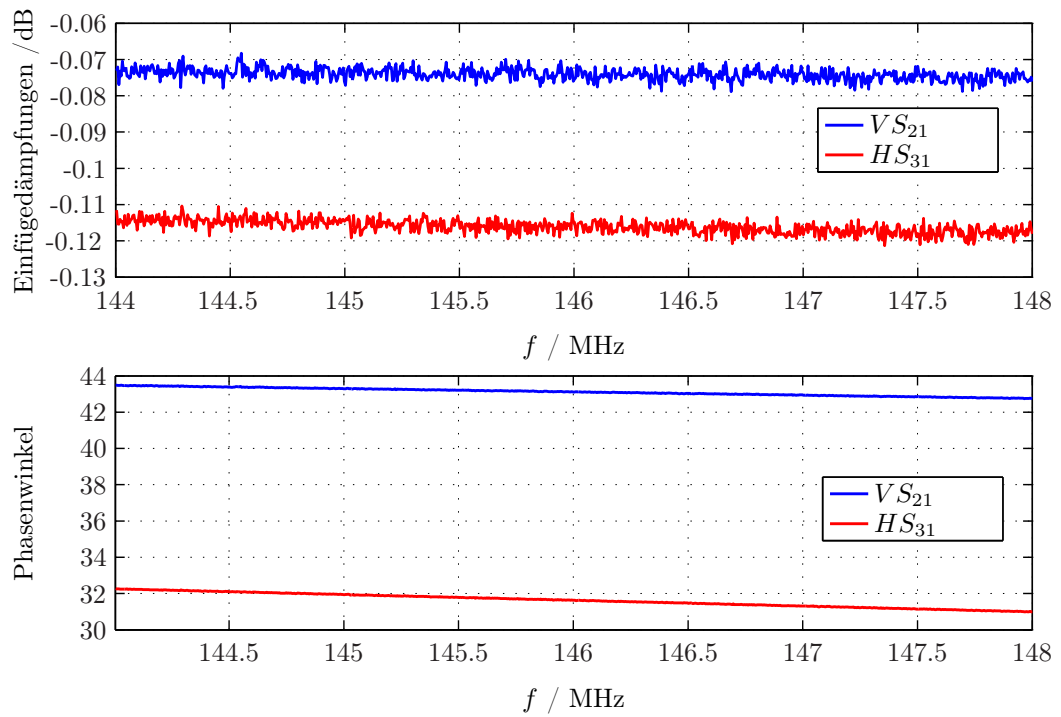


Abbildung 5.13: Einfügedämpfungen: 2 m-Band Polarisationsumschalter im Vertikal- und Horizontalbetrieb.

5.3 Rauscharmer Vorverstärker

Die Aufgaben des rauscharmen Vorverstärkers⁷ sind die Verstärkung des Empfangssignal und dessen anschließende Filterung. Im Sendefall wird der Verstärker durch einen automatischen Sendeschaltz überbrückt.

5.3.1 Filter

Das Eingangsfilter des Verstärkers ist aus mehreren Gründen wichtig. Es filtert Störer die ausserhalb des gewünschten Frequenzbandes liegen. Starke Störer übersteuern den nachfolgenden Verstärker, was zu einer Reduktion der Verstärkung im Nutzfrequenzband führt. Weiters führt die Übersteuerung dazu, dass der Verstärker im Sättigungsbereich arbeitet in dem Nichtlinearitäten auftreten.

Der nächste wichtige Grund ist die Spiegelfrequenzunterdrückung. Die ideale Frequenzumsetzung kann folgendermaßen beschrieben werden: Der nachfolgende Mischer bildet das Produkt aus lokalem Oszillator-Signal und dem Empfangssignal

$$x_{\text{out}}(t) = x_{\text{LO}}(t) \cdot x_{\text{E}}(t). \quad (5.4)$$

Das Empfangssignal sei ein Cosinussignal, dadurch ergibt sich am Mischerausgang mit $x_{\text{LO}}(t) = \cos(\omega_{\text{LO}}t)$ und $x_{\text{E}}(t) = \cos(\omega_{\text{E}}t)$

$$x_{\text{out}}(t) = \frac{1}{2} \left[\cos((\omega_{\text{LO}} + \omega_{\text{E}})t) + \cos((\omega_{\text{LO}} - \omega_{\text{E}})t) \right]. \quad (5.5)$$

Aus diesem einfachen Beispiel ist sehr schön zu erkennen, dass sich beim Mischen des Empfangssignals mit dem lokalen Oszillator-Signal die Summen- und Differenzfrequenzen ergeben. Diese Tatsachen sind Grundlage für die folgenden Betrachtungen.

Bei der Umsetzung des Empfangsspektrums auf die niedrigere Zwischenfrequenz können zwei Fälle auftreten. Erstens, die Frequenz des lokalen Oszillators liegt im Spektrum höher als das Empfangsspektrum. Nach der Frequenzumsetzung auf die Zwischenfrequenz liegt das Empfangsspektrum in „Kehrlage“ vor. Das heißt obere und untere Bandgrenze wurden vertauscht.

Im zweiten Fall liegt die Frequenz des lokalen Oszillators unter dem Empfangsspektrum. Bei der Umsetzung auf die Zwischenfrequenz wird das Empfangsspektrum in „Gleichlage“ auf die Zwischenfrequenz umgesetzt (siehe auch [17, Kapitel 11.3.2: Auf- und Abwärtsmischung, Gleichlage und Kehrlage]).

Aus dieser Darstellung folgt dass

$$|f_{\text{LO}} \pm f_{\text{E}}| = f_{\text{ZF}} \quad (5.6)$$

zwei Frequenzen auf die selbe Zwischenfrequenz umgesetzt werden. Ohne vorheriges Filtern wird also ein zweiter nicht erwünschter Teil in die Zwischenfrequenz-

⁷LNA für Low Noise Amplifier

lage umgesetzt. Liegt die Frequenz des lokalen Oszillators über dem Empfangsspektrum ergibt sich das Spiegelfrequenzspektrum zu

$$f_{\text{SP}} = f_{\text{LO}} + f_{\text{ZF}}. \quad (5.7)$$

In diesem Fall wird das Spiegelfrequenzspektrum in „Gleichlage“ auf die Zwischenfrequenz umgesetzt, wogegen das Empfangsspektrum in „Kehrlage“ auf die Zwischenfrequenz umgesetzt wird. Im zweiten Fall ist es genau umgekehrt

$$f_{\text{SP}} = f_{\text{LO}} - f_{\text{ZF}}. \quad (5.8)$$

Hier liegt das Empfangsspektrum in „Gleichlage“ und das Spiegelfrequenzspektrum in „Kehrlage“ auf der Zwischenfrequenz.

Je tiefer die Zwischenfrequenz liegt desto einfacher wird die weitere Signalverarbeitung. Das heißt aber auch dass das Empfangsspektrum und das Spiegelfrequenzspektrum immer näher zusammenrücken. Dann braucht man sehr selektive Filter, die das Spiegelfrequenzspektrum unterdrücken. In heutigen Empfängern wird meistens das *Superheterodyn-Prinzip* angewendet. Hier wird das Empfangsspektrum mehrmals in verschiedene Zwischenfrequenzen umgesetzt. Dadurch ist eine sehr gute Spiegelfrequenzunterdrückung möglich.

5.3.2 Verstärker

Die Aufgabe des Verstärkers ist es das Eingangssignal zu verstärken. Leider wird dabei nicht nur das eigentliche Nutzsignal verstärkt sondern auch das Rauschen. Weiters wird durch den Verstärker selbst noch zusätzliches Rauschen hinzugefügt. Das Gesamttrauschen des Verstärkers wird durch seine Rauschzahl beschrieben. Die Rauschzahl F ist das Verhältnis von Signal-Rauschverhältnis am Eingang zu Signal-Rauschverhältnis am Ausgang (genauer dazu im Abschnitt 5.5).

Als zweite störende Eigenschaft muss die Nichtlinearität genannt werden. Dabei kann man die Nichtlinearität folgendermaßen untersuchen: Gegeben seien zwei harmonischen Schwingungen unterschiedlicher Frequenzen. Das Summensignal (oder auch Schwebung) liefert im linearen Bereich der Kennlinie des Verstärkers keine zusätzlichen Frequenzen. Das heißt am Verstärkerausgang liegen nur die zwei Grundharmonischen vor. Wird hingegen das Summensignal im nichtlinearen Bereich der Kennlinie des Verstärkers verstärkt entstehen zusätzlich zu den Grundharmonischen auch noch Harmonische höherer Ordnung. In diesem Fall spricht man von Intermodulationen.

Ob ein Verstärker nichtlinear arbeitet hängt vom eingestellten Arbeitspunkt und vom Signalpegel des Eingangssignals ab. Der Arbeitspunkt selbst hängt wiederum von mehreren Parametern ab. Zum Beispiel von der zeitlichen Stabilität des Arbeitspunktes, oder dessen Frequenzabhängigkeit. In modernen Empfangssystemen wird eine *AGC*⁸ eingesetzt. Diese regelt in Abhängigkeit des Eingangssignalpegels den Verstärkungsfaktor des Verstärkers und verhindern somit, dass der Verstärker im nichtlinearen Bereich der Kennlinie betrieben wird.

⁸Automatic Gain Control ... Automatische Verstärkungsregelung

Tabelle 5.5: Kenndaten der Vorverstärker für das 2 m- und 70 cm-Band.

	<i>SP-2000</i>	<i>SP-7000</i>
Frequenzbereich / MHz	144 bis 148	430 bis 440
Rauschzahl	0,8 dB	0,9 dB
Verstärkung (einstellbar) in dB	10 bis 20	10 bis 20
Einfügedämpfung	0,1 dB	0,2 dB
Betriebsspannung	13,8 V	13,8 V

Nimmt die Verstärkung bei steigendem Eingangspegel ab, arbeitet der Verstärker im Bereich der Verstärkungskompression. In Abbildung 5.16 und 5.19 ist der Gewinn über der Eingangsleistung dargestellt. Ab einem gewissen Eingangspegel beginnt der Gewinn abzunehmen. Das ist der Bereich der vorher erwähnten Verstärkungskompression. Im Bereich der Verstärkungskompression kommt es zu nichtlinearen Verzerrungen. Das heißt zwischen Eingangs- und Ausgangsgröße besteht kein linearer Zusammenhang mehr. Die Nichtlinearität kann beispielsweise durch eine Potenzreihe (siehe auch [17, Kapitel 11.3: Kombinationsfrequenzen bei nichtlinearen Bauelementen]) beschrieben werden

$$I_A = a_1 U_E + a_2 U_E^2 + a_3 U_E^3 + \dots \quad (5.9)$$

Liegt folgendes Signal $U_E(t) = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$ am Eingang des Verstärkers an, ergibt sich nach Auswertung an der Potenzreihe aus Gleichung 5.9, dass ausser den Grundharmonischen noch zusätzlichen Harmonische höherer Ordnung am Verstärkerausgang vorliegen. Diese zusätzliche Kombinationsprodukte werden Intermodulationsprodukte genannt.

Internodulationsprodukte ungerader Ordnung wirken sich besonders störend aus da ihre Kombinationsfrequenzen in das Nutzband fallen. Als Intermodulationsabstand 3. Ordnung wird jener Pegelunterschied bezeichnet den die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung zum Grundpegel der Nutzsignale aufweisen. Liegt am Verstärkereingang ein Signal mit doppelter Eingangsspannung an verringert sich der Intermodulationsabstand um 12 dB. Doppelte Eingangsspannung bedeutet eine vervierfachung der Leistung, also um 6 dB. Die Nutzsignale haben daher ein um 6 dB höheren Pegel. Der Pegel der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung steigt aber um 18 dB. In Abbildung 5.14 sind die Intermodulationsprodukte dritter und fünfter Ordnung graphisch dargestellt.

5.3.3 Messungen

Zur Vermessung der Frequenzcharakteristik und des 1 dB-Kompressionspunktes wurde der *Vector Network Analyser ZVA8* von *Rohde&Schwarz* verwendet. Für die 1 dB-Kompressionspunktmessung musste eine *Power Calibration* durchge-

führt werden. Dazu wurde das Powermeter *NRP-Z22* von *Rohde&Schwarz* verwendet.

Der Leistungsbereich wurde von -50 dBm bis -10 dBm eingestellt. Weiters wurde eine Mittelung über 30 Messungen eingestellt. Dadurch wird das Rauschen geglättet. Die Messungen wurden bei den Frequenzen 145 MHz im 2 m-Band und bei 435 MHz im 70 cm-Band aufgenommen. Für die Kalibration wurde Port1 als Source und Port2 als Receiver kalibriert. Port1 wurde an die Anschlussbuchse *ANT*, Port2 an die Anschlussbuchse *TRX* des Vorverstärkers angeschlossen. Bei der Darstellung des Messergebnisses wurde der *Gewinn* über die Eingangsleistung aufgetragen. Wie in den Abbildungen 5.16 und 5.19 ersichtlich ist der Gewinn bis zu einer Eingangsleistung P_{IN} von -25 dBm beim *SP-2000* und -20 dBm beim *SP-7000* konstant. Beim *SP-2000* beträgt der Gewinn im konstanten Bereich 20,5 dB und beim *SP-7000* 21 dB. Bei höheren Eingangsleistungen nimmt der Gewinn ab.

Bei einer Eingangsleistung von $-13,5$ dBm hat der Gewinn (bei beiden Verstärkern) um 1 dB abgenommen. Dieser Punkt wird als 1 dB Kompressionspunkt bezeichnet [11, Rothammel Seite 98]. Im Bereich der Verstärkungskompression beginnt der Verstärker nichtlinear zu arbeiten (also bei zu hohen Eingangssignalpegeln).

In Abbildung 5.17 und 5.18 sind S_{21} im Empfangsfall und S_{12} im Sendefall dargestellt. Dabei wurde bei der Messung Port1 des *ZVA8* an die Anschlussbuchse *ANT* und Port2 an *TRX* angeschlossen. Im 2 m-Band wurde in einem Frequenzbereich von 138 MHz bis 152 MHz mit einem Sweep von 801 Punkten und einer Ausgangsleistung am *ZVA8* von -30 dBm kalibriert, also bei einem Eingangspegel bei dem der Vorverstärker im linearen Bereich (keine Intermodulation) arbeitet. Im 70 cm-Band wurde auf den Frequenzbereich 420 MHz bis 450 MHz mit den gleichen Sweep, Leistungs- und Porteeinstellungen kalibriert. Die Messergebnisse sind in Abbildung 5.20 und 5.21 dargestellt.

In Tabelle 5.5 sind die wichtigsten Kenngrößen des Herstellers [18, Datenblatt] zusammengefasst. Die Spannungsversorgung des LNAs kann unterschiedlich realisiert werden. Sie kann als Fernspeisung über das Koaxialkabel erfolgen, oder als Direktspeisung über ein zusätzliches Kabel. Die Sendeleistung soll beim *SP-2000* nicht höher als 200 W beim *SP-7000* nicht höher als 100 W Signalleistung sein. Ab einer Leistung von 250 W kann es beim *SP-2000* beim Umschalten zu einer Funkenbildung kommen, welche die Relais zerstören.

Der Schaltplan des Vorverstärkers ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Der rote Pfad ist der Empfangssignalfad, der blaue der Sendesignalfad. Das Sendesignal wird direkt vom Verstärkereingang *TRX* zum Antennenanschluss *ANT* geschliffen (in Abbildung 5.15 der blaue Pfad), wogegen das Empfangssignal über eine Filter- und Verstärkerkette zum *TRX*-Anschluss geführt wird (in Abbildung 5.15 der rote Pfad). Im Empfangsmodus muss das Relais angezogen sein. Weiters ist noch ein Verzögerungsglied eingebaut. Dieses verhindert, dass nach dem Sendemodus in den Empfangsmodus geschaltet werden kann. Der Gewinn ist von 10 dB bis 20 dB einstellbar.

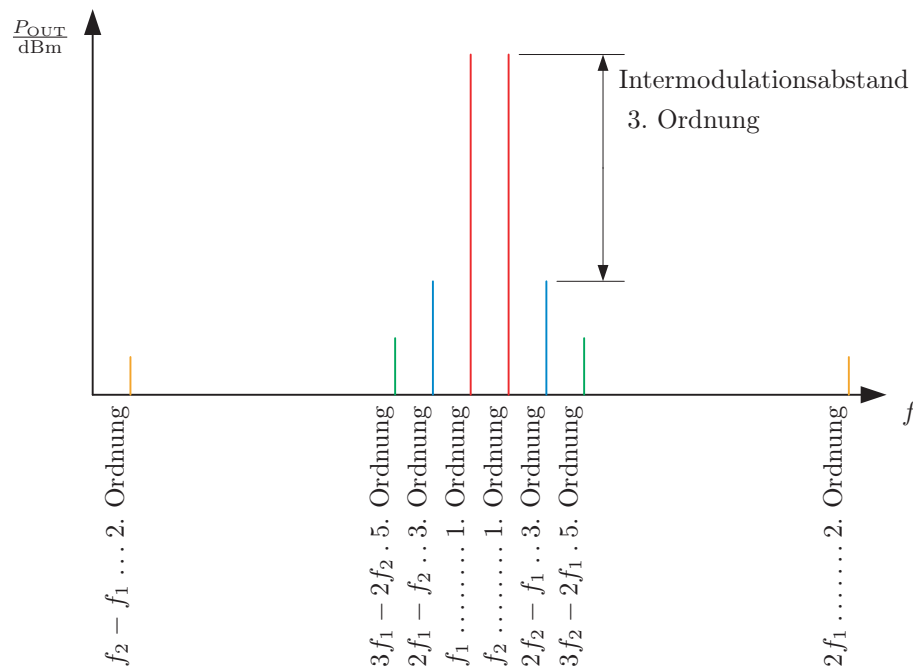


Abbildung 5.14: Intermodulationsprodukte 2., 3. und 5. Ordnung im übersteuer-
ten Betrieb des Verstärkers.

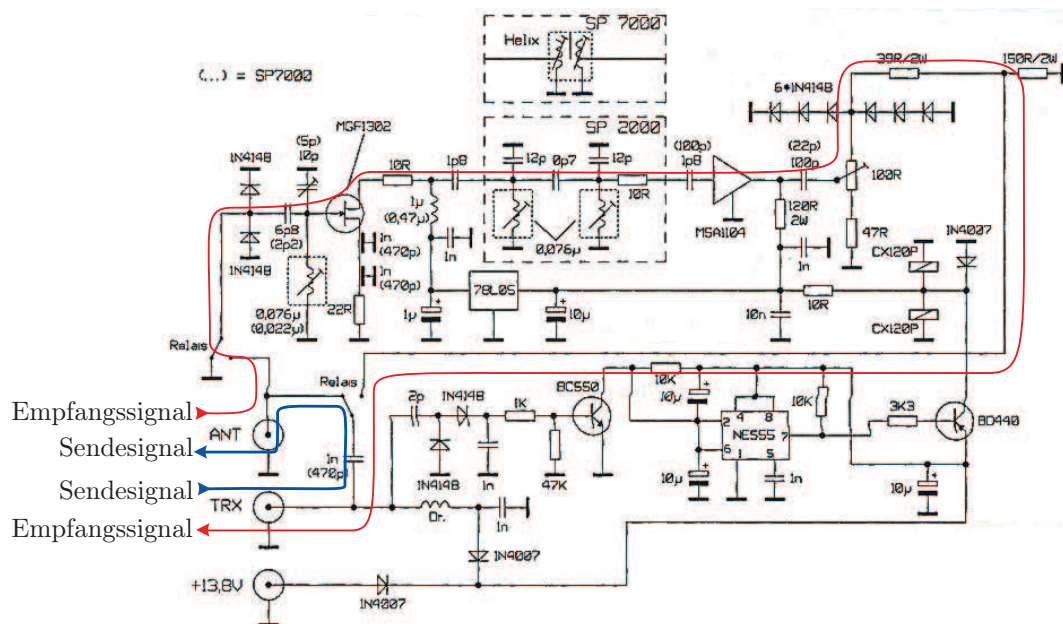


Abbildung 5.15: Schaltplan des *SP-2200*- und *SP-7000*-Vorverstärkers [18, Datenblatt SSB-Electronic GmbH].

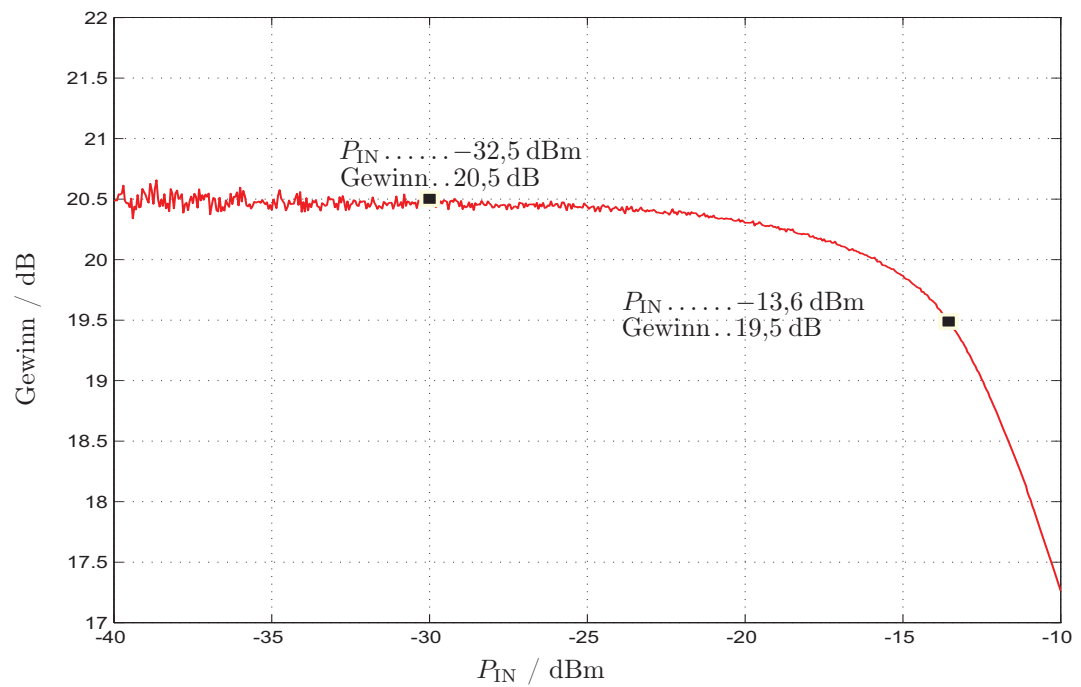


Abbildung 5.16: 2 m-Band Verstärker: 1 dB Kompressionspunkt gemessen bei 145 MHz.

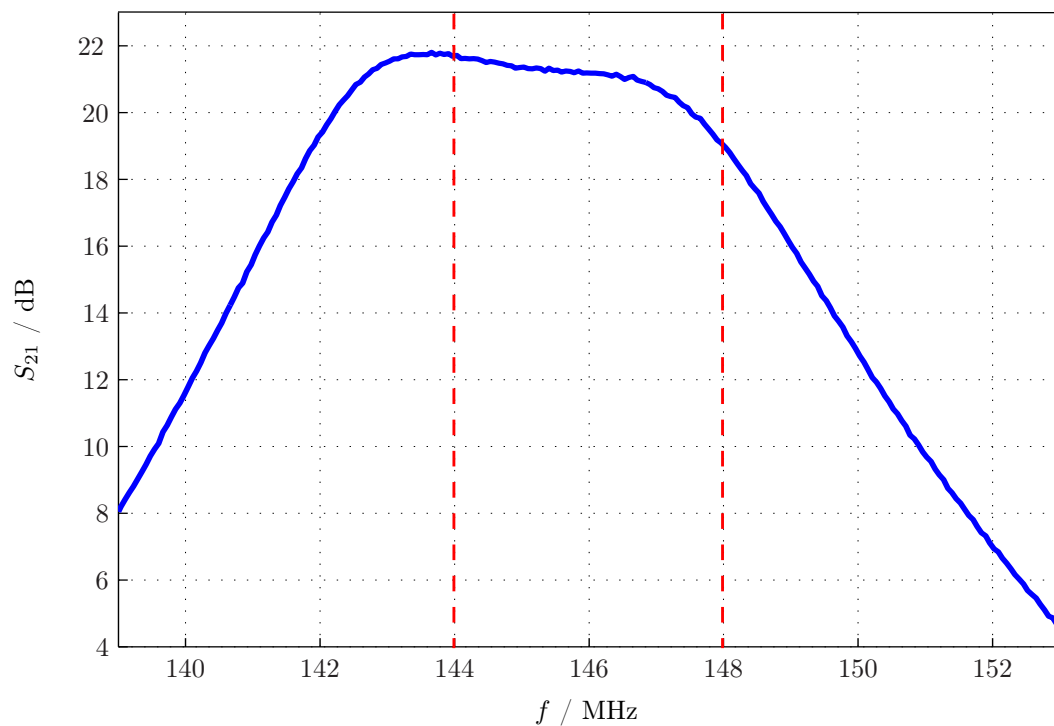


Abbildung 5.17: 2 m-Band Verstärker: S_{21} im Empfangsbetrieb (Verstärker eingeschaltet)

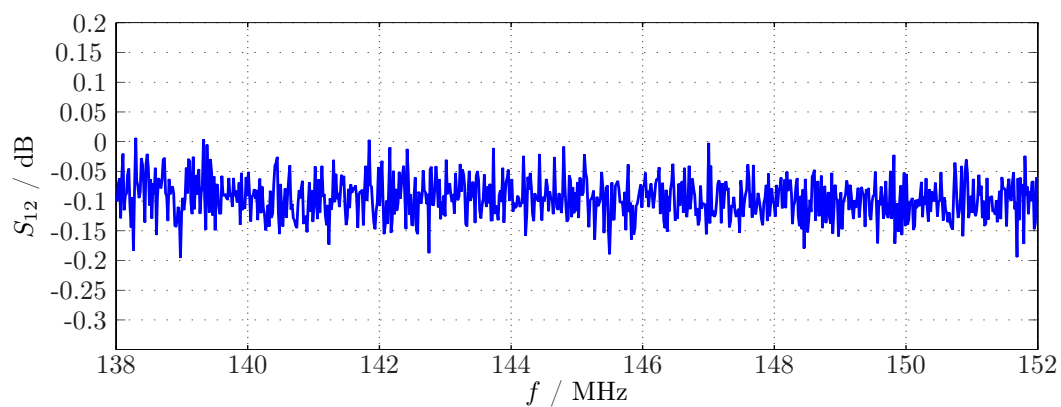


Abbildung 5.18: 2 m-Band Verstärker: S_{12} Im Sendebetrieb (Verstärker ausgeschaltet).

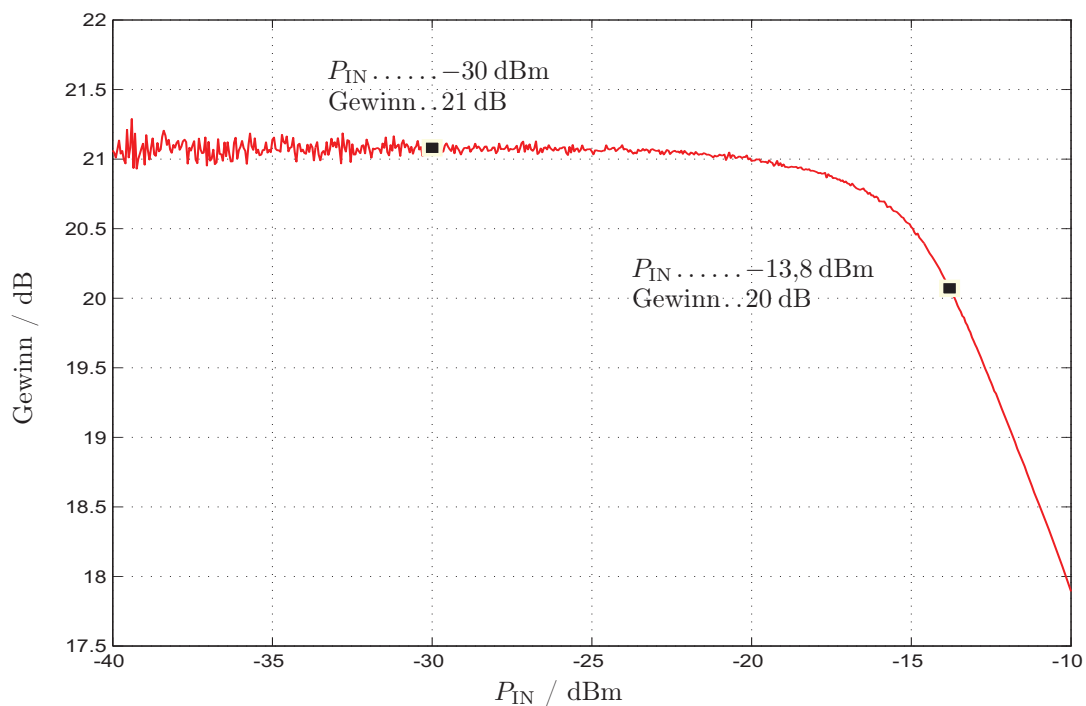


Abbildung 5.19: 70 cm-Band Verstärker: 1 dB Kompressionspunkt gemessen bei 435 MHz.

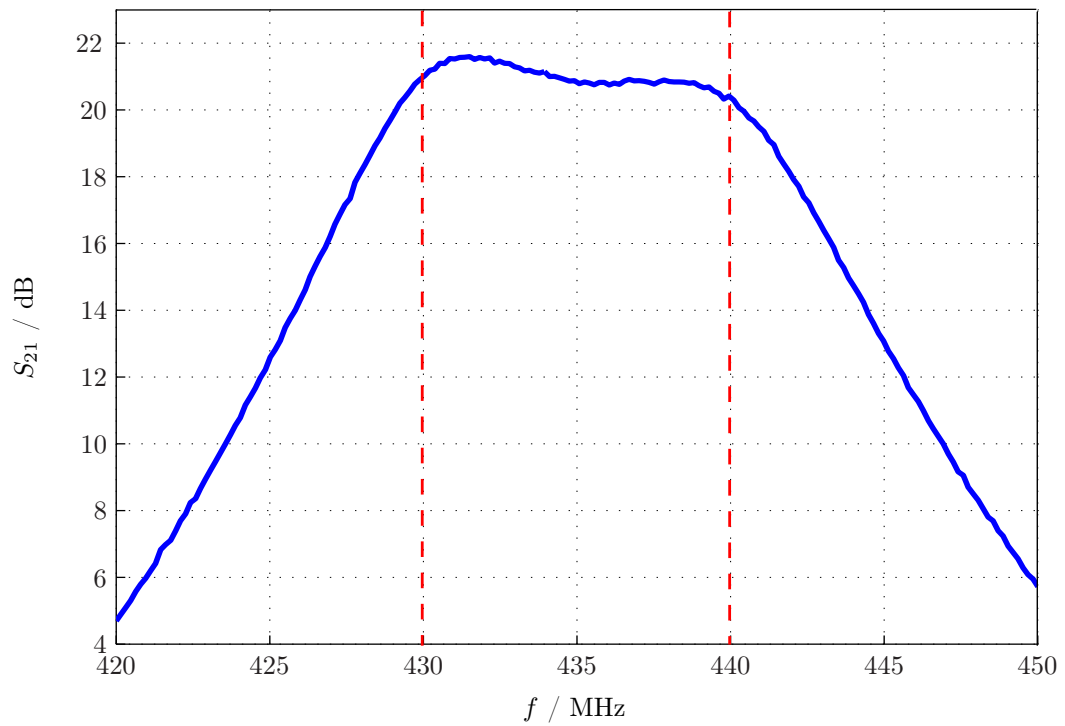


Abbildung 5.20: 70 cm-Band Verstärker: S_{21} Im Empfangsbetrieb (Verstärker eingeschalten).

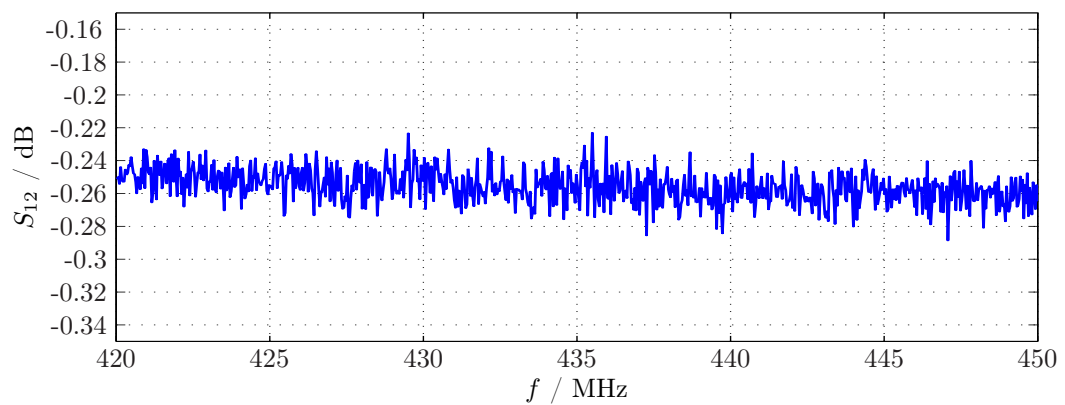


Abbildung 5.21: 70 cm-Band Verstärker: S_{12} Im Sendebetrieb (Verstärker ausgeschalten).

5.4 Koaxialkabel

Die Verkabelung der HF-Komponenten erfolgt mit Koaxialkabel der Type Ecoflex10 und Ecoflex15. Am Antennenmast werden nur Ecoflex10 Koaxialkabel verwendet (von der Antenne zum Polarisationsumschalter). Die weitere Verkabelung zum rauscharmen Vorverstärker und in die Funkstelle wird mit Exoflex15 durchgeführt. Der Vorteil gegenüber dem Exoflex10 ist die geringere längenbezogene Dämpfung, dagegen ist das Ecoflex15 schwerer als das Ecoflex10. Daher wird am Mast das leichtere Kabel verwendet um die Momente bzw. die Windlast so gering wie möglich zu halten. Die wichtigsten Eigenschaften sind in Tabelle 5.6 zusammengefasst ([14, Datenblatt Ecoflex10] und [19, Datenblatt Ecoflex15]).

Tabelle 5.6: Eigenschaften von Excoflex10 und Ecoflex15 Koaxialkabel.

Parameter	Excoflex10	Excoflex15	Einheit
Verkürzungsfaktor	0,85	0,86	
Dämpfung bei 144 MHz	4,9	3,4	dB/100 m
Dämpfung bei 432 MHz	8,9	6,1	dB/100 m
Wellenwiderstand	50	50	Ω
Kapazität	78	77	pF/m
Innenleiterwiderstand	3,3	1,56	Ω/km
Außenleiterwiderstand	8,4	5,15	Ω/km
Außendurchmesser	10,4	14,6	mm
Gewicht	13,1	25,8	kg/100 m

5.5 Rauschen der Gesamtanordnung

Man unterscheidet eine Reihe von unterschiedlichen Rauscharten. Als Rauschen werden unerwünschte Störungen, bezeichnet die sich dem eigentlichen Nutzsignal überlagern. Dadurch wird die Detektion des gewünschten Nutzsignales erschwert oder aber auch unmöglich. Im Zusammenhang mit nachrichtentechnischen Systemen sind zwei Rauschquellen relevant. Erstens das thermische Rauschen, dessen physikalische Ursachen auf die thermische Bewegung der Elektronen zurückzuführen ist, und zweitens die Einstreuung von anderen Störern. Das sind Anwendungen die im gleichen oder in benachbarten Frequenzbereichen arbeiten. In diesem Zusammenhang spricht man von *Man Made Noise* beziehungsweise von Interferenzen.

Die von der thermischen Rauschenquelle angebotene Rauschleistung ergibt sich (siehe auch [20, Kapitel 8]) zu

$$P_N = kTB. \quad (5.10)$$

T entspricht der absoluten Temperatur in Kelvin und B der Bandbreite Hertz. k

ist die Boltzmannkonstante. Ihr Wert beträgt

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Joule}}{\text{Kelvin}}.$$

Ein Zweitor kann durch seinen Gewinn G und seine Rauschzahl F bezogen auf einen fixen Frequenzbereich, eine Bezugstemperatur und beidseitig angepasste Elementen charakterisiert werden. Die Rauschzahl F ist dabei das Verhältnis von Signal-Rauschverhältnis am Eingang des Zweitores zu dem Signal-Rauschverhältnis am Ausgang des Zweitores

$$F = \frac{SNR_{\text{in}}}{SNR_{\text{out}}} = \frac{P_{\text{S,in}}/P_{\text{N,in}}}{P_{\text{S,out}}/P_{\text{N,out}}}. \quad (5.11)$$

Wobei P_{S} die Signalleistung und P_{N} die Rauschleistung darstellt. Schaltet man zwei Zweitore in Reihe ergibt sich die Gesamttrauschzahl zu

$$F_{1,2} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (5.12)$$

Diese Formel kann auf eine Kettenschaltung von n Zweitoren erweitert werden (siehe auch [17, Kapitel 8.2] und Gleichung 5.15).

Nun besteht die Möglichkeit die zwei Zweitore in unterschiedlicher Reihenfolge anzuordnen. Ziel der Gesamtanordnung muss es sein die Rauschzahl F zu minimieren. Geht man davon aus das beispielsweise $F_{1,2} < F_{2,1}$ ist kann nach umformen der Ungleichung folgender formaler Zusammenhang hergeleitet werden

$$\frac{F_1 - 1}{1 - 1/G_1} < \frac{F_2 - 1}{1 - 1/G_2}. \quad (5.13)$$

Man kann also für jedes Zweitor in Abhängigkeit von F und G das sogenannte Rauschmaß definieren als

$$M_i = \frac{F_i - 1}{1 - 1/G_i}. \quad (5.14)$$

Die Kettenschaltung soll dann in ansteigender Reihenfolge des Rauschmaßes M_i vorgenommen werden.

5.5.1 Pegelplan der Anordnung

Die Bauelemente werden in folgender Reihenfolge angeordnet. Die Antenne ist über ein Ecoflex10 Koaxialkabel an den Polarisationsumschalter angeschlossen. Danach geht es über ein Ecoflex15 Koaxialkabel weiter zum Vorverstärker und in die Funkstelle des Institutes für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik (ebenfalls mit einem Ecoflex15 Koaxialkabel).

Nach Definition von Gleichung 5.14 sollte die Anordnung in ansteigender Reihenfolge des Rauschmaßes durchgeführt werden. Bei den verwendeten Elementen

Tabelle 5.7: Gewinn und Rauschzahl der einzelnen Gruppen.

Parameter	G / dB	Gewinn	F / dB	F
4 m Ecoflex10 plus Stecker	-0,69	0,852	0,69	1,174
Polarisationsumschalter	-0,7	0,851	0,7	1,175
2 m Ecoflex15 plus Stecker	-0,56	0,877	0,56	1,14
Verstärker	20	100	0,8	1,4
20 m Ecoflex15 plus Stecker	-1,18	0,76	1,18	1,31

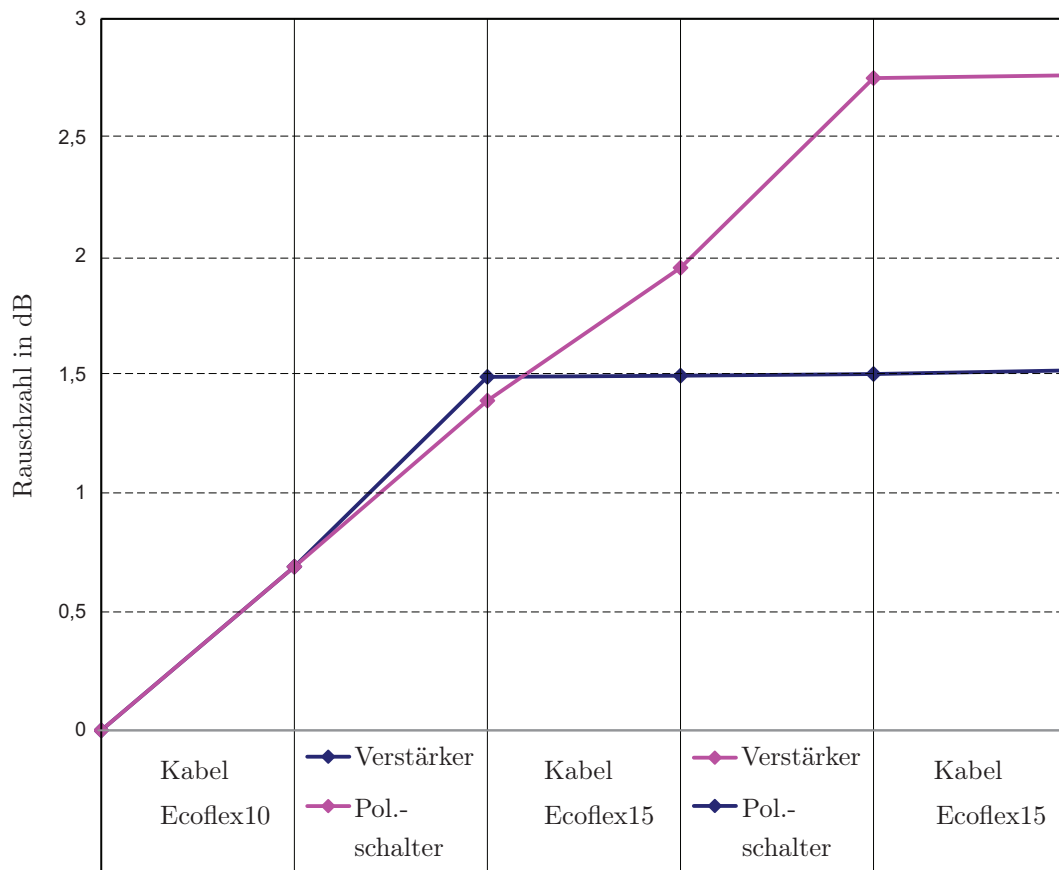


Abbildung 5.22: Vergleich der Gesamtrauschzahl bei unterschiedlicher Anordnung von Vorverstärker und Polarisationsumschalter.

hat der Vorverstärker das geringste Rauschmaß. Da die Antenne aber zwei Polarisationsrichtungen besitzt, wären auch zwei Vorverstärker notwendig. Um einen Vorverstärker einzusparen, wurde die oben angeführte Variante gewählt.

Vom Polarisationsumschalter geht es mit einem Ecoflex15 Kabel weiter zum Vorverstärker und vom Vorverstärker weiter in die Funkstelle des Institutes für Hochfrequenztechnik und Nachrichtentechnik. In Abbildung 5.22 ist die Rauschzahl von zwei unterschiedlichen Anordnungen dargestellt. Bei der blauen Kurve

wird die Antenne mit dem Vorverstärker verbunden. Bei der magentafarbenen Kurve ist der Polarisationsumschalter mit der Antenne verbunden.

Wie man dabei sieht, wäre die erste Variante die günstigere Wahl, jedoch wären zwei Vorverstärker notwendig, für jede Polarisationsrichtung einen. Aus diesem Grund wurde letztendlich die erste Variante gewählt. Bei der Berechnung wurde eine Bezugstemperatur von 290 K angenommen.

Das Verhalten lässt sich über die Friis'sche Formel beschreiben. Der Gewinn des Vorverstärkers ist mit 20 dB angenommen. Bei der Berechnung der Gesamttauschzahl ergibt sich der formale Zusammenhang zu

$$F_{1,n} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}. \quad (5.15)$$

Je weiter links die Elemente mit großem Gewinn in der Kette angeordnet sind, desto geringer wird die Gesamttauschzahl.

Kapitel 6

Zusammenfassung

Die Arbeit beschäftigt sich mit der Realisierung einer Erdefunkstelle für Satellitenkommunikation. Dabei kann die Arbeit in drei wesentliche Teilgebiete gegliedert werden:

- die Hardware-Ebene des Steuergerätes,
- die Firmware des Steuergerätes und
- die Vermessung der verwendeten Hochfrequenz-Komponenten.

Das Hardwarekonzept wurde so konzipiert, dass ein Austausch oder eine Erweiterung einzelner Hardwaremoduls möglichst einfach durchgeführt werden kann.

Um ein kompaktes Steuergerät zu erhalten, wurden die Hardwaremodule in einem *Chassis* verbaut, miteinander verkabelt und alle Anschlüsse herausgeführt (siehe Abbildung 6.1 und Abbildung 6.2). Das ist der *Sub-D*-Anschluss für das Steuerkabel zum Kontrollrechner, ein sieben- und ein zehnpoliger Stecker für die Rotoren, eine I2C-Schnittstelle und ein Netzanschluss.

Im nächsten Schritt wurde die Firmware entwickelt. Die Firmware ermöglicht eine manuelle und automatische Steuerung der Antennennachführung. Weitere Aufgaben sind:

- Charakterisieren der Rotoren
- Kommunikation mit anderen Modulen und Schnittstellen

Zu diesem Zweck mussten softwaremäßig unterschiedliche Schnittstellen realisiert werden wie beispielsweise eine I2C-Schnittstelle oder die RS232-Schnittstelle.

Zum Schluss wurden die Hochfrequenzkomponenten vermessen und charakterisiert. Dabei handelt es sich um die Antennen, die rauscharmen Vorverstärker und die Polarisationsumschalter. Nach der Vermessung mit dem Netzwerkanalysator ZVA8 von *Rohde & Scharz* wurden die Messdaten mit *Matlab* ausgewertet und graphisch dargestellt.



Abbildung 6.1: Frontseite und Rückseite des Steuergeräts.

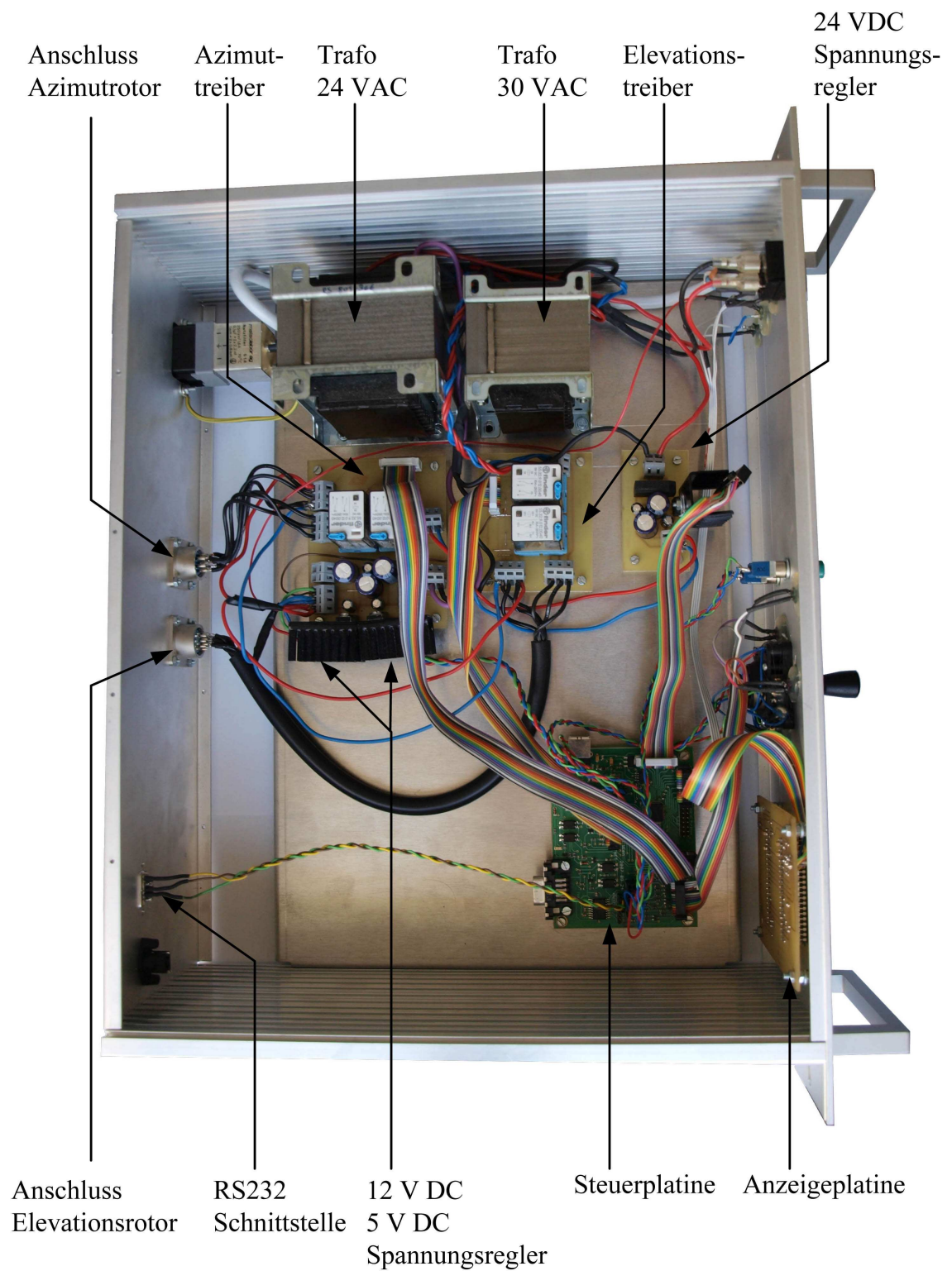


Abbildung 6.2: Aufsicht auf das Steuergerät.

Literaturverzeichnis

- [1] Dr. Werner Keim, *Scientific Satellite Ground Station at 2 GHz in Urban Environment*, Dissertation, November 2004
http://www.nt.tuwien.ac.at/fileadmin/topics/RF_engineering/da/phd/keim.pdf
- [2] Fachredaktion des Bibliographischen Instituts, *Meyers Rechenruden*, Duden-verlag, Mannheim, 1960
- [3] Thomas Nitsch, Andrea Müh, *Großes Handbuch der Mathematik, Physik und Chemie*, Deutschland, 1998, ISBN 3-8166-0169-3
- [4] Manfred Maday, DC9ZP, *Grundlagen und Software für die Bahnberechnung von Satelliten*, beam-Verlag, Dezember 1994, ISBN 3-88976-037-6
- [5] Northern Lights Software Associates, Jamesvill, NY 13078,
<http://www.nlsa.com>
- [6] YAESU Musen Co.,Ltd., *YAESU GS-232A Control Interface*, D-65824 Schwalbach, 2000,
<http://www.yaesu.com/downloadFile.cfm?FileID=820&FileCatID=155&FileName=GS232A.pdf&FileContentType=application%2Fpdf>
- [7] Texas Instruments *Datenblatt MSP430F149*, Juni 2004,
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/msp430f149.pdf>
- [8] Peter Mertens, Susanne Rässler, *Prognoserechnung*, Physica-Verlag Heidelberg, Auflage 6, Oktober 2004, ISBN 3790802166
- [9] Hans-Otto Georgii, *Stochastik*, Gruyter Verlag, 2 Auflage, 10785 Berlin, August 2004, ISBN 3110182823
- [10] Electronic Assembly, *Datenblatt EA DOG-M Anzeige*, D-82166 Gräfelfing, Juni 2007, <http://www.lcd-module.de/deu/pdf/doma/dog-m.pdf>
- [11] Karl Rothammel, Alois Krischke, *Antennen Buch*, DARC Verlag Baunatal, 12. aktualisierte Auflage, 2001, ISBN 3-88692-033-X
- [12] WiMo Antennen und Zubehör, *Datenblatt WIMO Kreuzyagi-Antennen für 2 m und 70 cm*, D-76863 Herxheim,
http://www.wimo.com/cgi-bin/verteiler.pl?url=mast-preamplifier_e.html

- [13] Eberhard Spindler, *Empfangsantennen*, Franzis-Verlag GmbH, München, 1991, ISBN 3-7723-6112-9
- [14] SSB-Electronic GmbH, *Datenblatt Excoflex10*, D-58638 Iserlohn, <http://www.ssb.de/pdf/DB-Ecoflex10-D.pdf>
- [15] WiMo Antennen und Zubehör, *Datenblatt Polarisations-Fernumschalter 2 m und 70 cm*, D-76863 Herxheim, <http://www.wimo.de/download/1808xx.pdf>
- [16] Rohde und Schwarz, *Datenblatt ZVA8*, D-81671 München, August 2008, http://www.rohde-schwarz.com/file_10956/1MA74_03e.pdf
- [17] Otto Zinke, Heinrich Brunswig, *Hochfrequenztechnik 2*, Herausgeber A. Vlcek, H.L. Hartnagel, K. Mayer, 5. Auflage, Springer Lehrbuch, Berlin, 1999 ISBN 3-540-64728-7
- [18] SSB-Electronic GmbH, *Datenblatt SP2000 und SP7000*, D-58638 Iserlohn, Oktober 1994, <http://www.ssb.de/amateur/pdf/SP-2000-SP-7000.pdf>
- [19] SSB-Electronic GmbH, *Datenblatt Excoflex15*, D-58638 Iserlohn, <http://www.ssb.de/pdf/DB-Ecoflex15-D.pdf>
- [20] Martin Davidoff, K2UBC, *The Radio Amateur's Satellite Handbook*, The American Radio Relay League, CT-06111 Newington, Oktober 1997, ISBN 0-87259-658-3

Abbildungsverzeichnis

1.1	Überblick Gesamtsystem.	3
2.1	Geometrische Verhältnisse bei einer Ellipse.	6
2.2	Zweites Keplergesetz: Gleiche Fläche in gleicher Zeit.	7
2.3	Die Inklination der Satellitenbahnebene.	10
2.4	Perigäum und Apogäum einer Satellitenbahn.	10
2.5	Der Elevationswinkel.	11
2.6	Die mittlere Anomalie.	12
3.1	Konzept des Steuergerätes.	14
3.2	Blockschaltbild des MSP430F149 [7].	17
3.3	Pin Belegung des MSP430F149 [7].	18
3.4	Der I2C Schreib- und Lesezyklus.	19
3.5	Schaltbild EEPROM.	19
3.6	Schaltbild von JTAG, Spannungsversorgung und MSP430F149. . .	20
3.7	Schnittstelle Elevation.	22
3.8	Schnittstelle Azimut.	23
3.9	Schnittstelle für Azimut- und Elevationsanzeige.	24
3.10	Steuerelemente und Kontrollleuchten.	25
3.11	Serielle Schnittstelle mit MAX3222EWN Baustein.	26
3.12	USB-Schnittstelle mit FT232BM Baustein.	27
3.13	Schaltplan der Elevations-Treiberplatine.	28
3.14	Schaltplan der Azimut-Treiberplatine.	30
3.15	Absoluter Fehler in Grad bei unterschiedlichen Widerstands- werten.	31
3.16	Spannungsteilermmodell bei den Rotoren.	33
3.17	Korrektur des Fehlers mit einem Polygonzug.	33
3.18	Lineare Kennlinie des Azimutrotors.	35
3.19	Schaltplan der Anzeigeplatine.	36
4.1	Struktogramm der Kalibrierung.	39
4.2	Struktogramm für die Auswertung des <i>C2</i> -Befehls.	41
4.3	Struktogramm für die Auswertung des <i>Wxxx yyy</i> -Befehls.	42
4.4	Konfiguration der NOVA/Steuergerät-Schnittstelle für das Yaesu GS-232A Protokoll.	43
4.5	Programmoberfläche des Zielverfolgungsprogrammes NOVA mit Steuerbox.	44

5.1	Stehwellenverhältnis von Horizontal- und Vertikaldipol der 70 cm Band-Antenne.	47
5.2	Kreuzpolarisation der 70 cm Band-Antenne	48
5.3	Stehwellenverhältnis von Horizontal- und Vertikaldipol der 2 m Band-Antenne.	48
5.4	Kreuzpolarisation der 2 m Band-Antenne	49
5.5	Steuerung für die Polarisationsumschaltung.	52
5.6	Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 70 cm-Band Polarisationsumschalter im rechtszirkularen Betrieb	53
5.7	Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 70 cm-Band Polarisationsumschalter im linkszirkularen Betrieb.	54
5.8	Einfügedämpfungen: 70 cm-Band Polarisationsumschalter im Zirkularbetrieb.	55
5.9	Einfügedämpfungen: 70 cm-Band Polarisationsumschalter im Vertikal- und Horizontalbetrieb.	55
5.10	Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 2 m-Band Polarisationsumschalter im rechtszirkularen Betrieb.	56
5.11	Phasendifferenz zwischen S_{21} und S_{31} : 2 m-Band Polarisationsumschalter im linkszirkularen Betrieb.	56
5.12	Einfügedämpfungen: 2 m-Band Polarisationsumschalter im Zirkularbetrieb.	57
5.13	Einfügedämpfungen: 2 m-Band Polarisationsumschalter im Vertikal- und Horizontalbetrieb.	57
5.14	Intermodulationsprodukte 2.,3. und 5. Ordnung im übersteuerten Betrieb des Verstärkers.	62
5.15	Schaltplan des <i>SP-2200</i> - und <i>SP-7000</i> -Vorverstärkers [18, Datenblatt SSB-Electronic GmbH].	62
5.16	2 m-Band Verstärker: 1 dB Kompressionspunkt gemessen bei 145 MHz. 63	
5.17	2 m-Band Verstärker: S_{21} im Empfangsbetrieb (Verstärker eingeschalten)	63
5.18	2 m-Band Verstärker: S_{12} Im Sendebetrieb (Verstärker ausgeschalten).	64
5.19	70 cm-Band Verstärker: 1 dB Kompressionspunkt gemessen bei 435 MHz. 64	
5.20	70 cm-Band Verstärker: S_{21} Im Empfangsbetrieb (Verstärker eingeschalten).	65
5.21	70 cm-Band Verstärker: S_{12} Im Sendebetrieb (Verstärker ausgeschalten).	65
5.22	Vergleich der Gesamtrauschzahl bei unterschiedlicher Anordnung von Vorverstärker und Polarisationsumschalter.	68
6.1	Frontseite und Rückseite des Steuergeräts.	71
6.2	Aufsicht auf das Steuergerät.	72

Tabellenverzeichnis

2.1	Keplerelemente des Satelliten OSCAR 13	9
3.1	Benötigte Spannungen für das Steuereinheit	15
3.2	Pin Belegung des JTAG Anschlusses	17
3.3	Steuerleitungen des EEPROMs	18
3.4	Pinbelegung der Elevationsschnittstelle	22
3.5	Pinbelegung der Azimutschnittstelle	23
3.6	Pinbelegung der Anzeigeschnittstelle	24
3.7	MSP430F149 Port-Zuweisung für manuelle Richtungssteuerung . .	25
3.8	Konfiguration der USART0 und USART1 Schnittstelle	26
3.9	Klemmenbelegung des Elevationstreibers	29
3.10	Klemmenbelegung des Azimuttreibers	29
3.11	ADC/Grad Zuweisung	34
4.1	Befehlsstruktur der YAESU GS232A Schnittstelle	40
5.1	Herstellerdaten der Antennen für das 2 m- und 70 cm-Band	46
5.2	Steuerspannungen bei den 2 m-Band und 70 cm-Band Polarisationsumschalter	51
5.3	Phasendifferenz bei den 2 m-Band und 70 cm-Band Polarisationsumschaltern laut Hersteller	52
5.4	Anschluss-Belegung bei der Vermessung des Polarisationsumschalters mit dem Netzwerkanalysator	53
5.5	Kenndaten der Vorverstärker für das 2 m- und 70 cm-Band	60
5.6	Eigenschaften von Ecoflex10 und Ecoflex15 Koaxialkabel	66
5.7	Pegelplan	68