

## 4 Detailentwurf

### 4.1 Detailentwurf Hardware

Nachfolgend wird vertiefend auf die zu entwickelnde Hardwarelösung für den Drehtischantrieb eingegangen. Alle Komponenten des Motorsteuerungsgerätes, die manuelle Drehtischsteuerung und die optionale Ruhepositions-Erfassung des Drehtischs werden vom Schaltungsentwurf bis zur Umsetzung in die Praxis beschrieben.

#### 4.1.1 Überblick über die Funktionen des Motorsteuerungsgerätes

Das Motorsteuerungsgerät hat die Funktion der Verbindung von Computer, manueller Drehtischsteuerung und Motor des Drehtischs. Das Motorsteuerungsgerät soll folgende Hardware-Komponenten beinhalten:

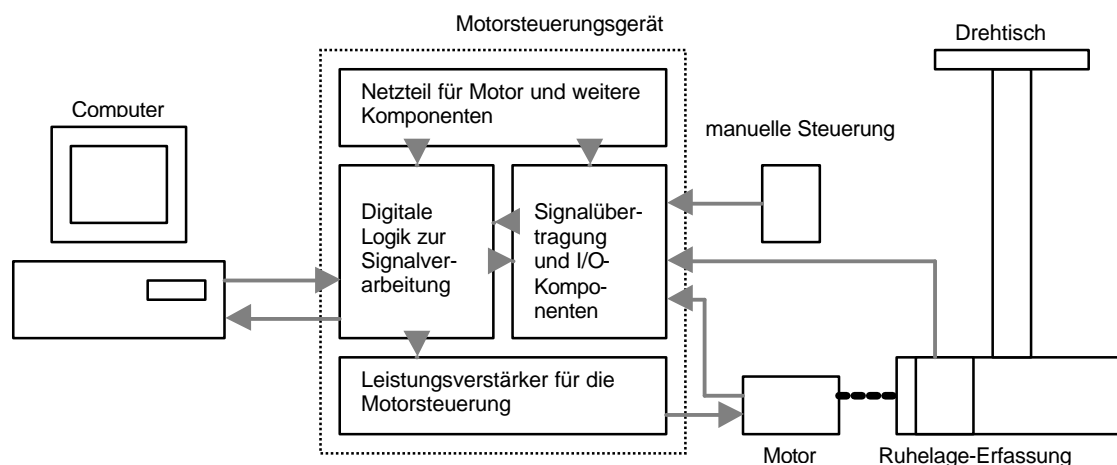


Abbildung 56: Schematische Darstellung der Komponenten und Funktionen des Motorsteuerungsgerätes

#### Komponenten des Motorsteuerungsgerätes

- Netzteil für den Motor und weitere Komponenten
- Digitale Logik zur Signalverarbeitung
- Leistungsverstärker für die Motorsteuerung
- I/O-Komponenten (POF-Transmitter und -Empfänger)

#### 4.1.2 Entwurf des Netzteiles für den Motor und weitere Komponenten

Das Netzteil soll in erster Linie die Betriebsspannung für den Motor des Drehtischs und die Betriebsspannung für die übrigen Komponenten zur Verfügung stellen. Die folgende Tabelle gibt eine Übersicht über die benötigten Spannungen und Ströme:

Benötigt für:	Spannung	Strom
Motor	12...24V	2A (6A Spitzenstrom)
Digitalschaltung	5,0V	300mA
Brückentreiber	12V	150mA

Tabelle 3: Übersicht über benötigte Spannungen und Ströme des Motorsteuerungsgerätes

Bei der Bereitstellung der Betriebsspannung für den Motor sind besonders der Scheitelwert der Leerlaufspannung und die Welligkeit unter Belastung zu beachten. Die Welligkeit nimmt mit steigender Belastung zu. Dadurch sinkt die Minimalspannung  $U_{DCmin}$ . Sinkt diese Spannung zu tief, kann sie das Regelverhalten nachteilig beeinflussen. Die Welligkeit darf daher nicht größer als 5% sein. [Max98]

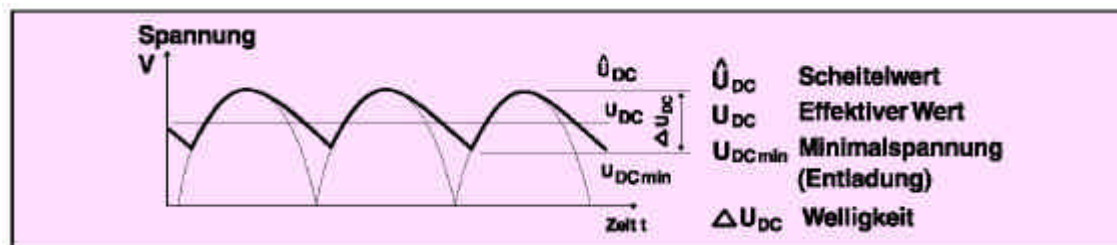


Abbildung 57: Welligkeit der Betriebsspannung für einen Elektromotor [Max98]

Weiterhin sollte eine genügend große Leistungsreserve vorhanden sein, damit in keinem Betriebszustand die Überstromsicherung des Netzgerätes anspricht.

*Vorteil eines Eigenbaus:*

- genaue Realisierung der Vorgaben möglich
- Anordnung von Leistungsstufe und Netzteil in einem Gehäuse möglich (Platzvorteil)
- Preisvorteil

*Benötigte Komponenten für das Netzteil:*

- Netzspannungszuführungen
- Transformator
- Graetzbrücke(n)
- Spannungsregler
- ggf. Leistungstransistoren
- Kondensatoren

### Transformator

Als Transformator soll ein handelsüblicher Kammertransformator verwendet werden. Es sind verschiedene Ausführungen mit mehreren Abgriffen auf der Sekundärseite erhältlich. Es wird ein Typ mit einer Sekundärspannung von 24V und einer maximalen Stromabgabe von 10 A gewählt. Damit ist genügend Leistungsreserve vorhanden.

### Spannungsregler

Das Netzteil soll nach den spezifischen Anforderungen selbst entworfen und aufgebaut werden. Vorzugsweise soll für die Spannungsregelung ein Halbleiter-Spannungsregler verwendet werden. Für den geforderten Ausgangsstrom von 6A gibt es keine Standard-Festspannungsregler.

*Eine Möglichkeit ist die Parallelschaltung von Spannungsreglern.*

Spannungsregler lassen sich normalerweise, ohne Selektion nicht parallel schalten, weil zu große Stromunterschiede durch Streuungen der Referenzwege innerhalb des Schaltkreises auftreten können. Nur bei einer verhältnismäßig engen Selektion ist ein Einsatz im Parallelbetrieb möglich. Ein anderer Weg wäre die Symmetrierung durch ein Potentiometer im Fußpunkt. [Nür92]

Eine weitere Möglichkeit ist die Parallelschaltung eines oder mehrerer Leistungstransistoren.

In Verbindung mit einem einstellbaren Spannungregler könnte einerseits von der hohen Regelgenauigkeit profitiert werden. Andererseits könnte ein großer Teil des Stromes über die Leistungstransistoren fließen.

Zu beachten ist, dass bei Verwendung von mehreren Leistungstransistoren, diese nicht einfach parallel geschaltet werden dürfen. Durch unterschiedliche Innenwiderstände und geringe Temperaturdifferenzen könnte sich der Gesamtstrom ungleich aufteilen. Das könnte zur strombedingten Überhitzung eines Leistungstransistoren führen. Abhilfe bietet die Verwendung einer Stromgegenkopplung durch einen niederohmigen Emitter-Widerstand.

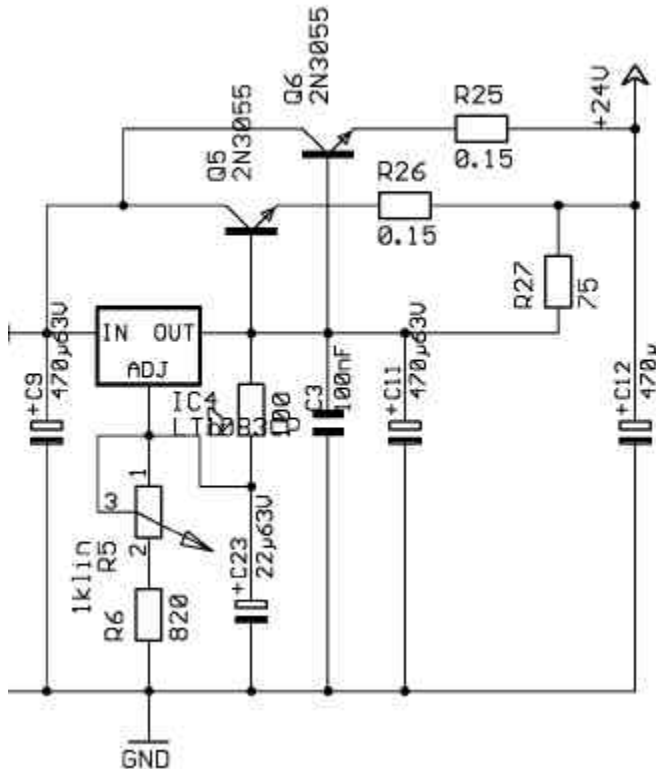


Abbildung 58: Spannungsregler mit parallel geschalteten Leistungstransistoren zur Stromerhöhung

Weitere Spannungen (5V und 12V) können mit konventionellen Festspannungsreglern zur Verfügung gestellt werden. Dabei wird ein hochfrequentes Schwingen der Regler durch Kapazitäten (10 bis 100nF) am Ausgang des Reglers verhindert.

#### 4.1.3 Entwurf des Leistungsverstärkers für die Motorsteuerung

Grundsätzlich soll der Motor des Drehtisches von der manuellen Drehtischsteuerung oder von der PC-Einsteckkarte gesteuert werden können. Für eine Ansteuerung des Motors ist in jedem Fall eine Signalumsetzung (Relais) oder eine Verstärkung des Steuersignals notwendig. Der Motor hat eine maximale Leistungsaufnahme von 150W bei 24V Betriebsspannung.

Die erworbene PC-Einsteckkarte von der Physikinstrumente GmbH **Typ C-842-2** (Motorkarte) bietet die Möglichkeit der Ansteuerung eines Elektromotors mit einer analogen Gleichspannung (lineares Signal) oder mit einem pulswidenmodulierten Signal (PWM-Signal).

## Wahl der Betriebsart des Leistungsverstärkers

Bei der linearen Ansteuerung muss eine Geschwindigkeitsveränderung über die Vergrößerung bzw. Verringerung der Motorspannung realisiert werden. Das hat den Nachteil, dass bei hohen Motorleistungen enorme Verluste an den zu verwendenden Steuerungshalbleitern auftreten könnten. Dies könnte zu einer starken Erwärmung führen. Der Wirkungsgrad einer solchen Ansteuerung ist entsprechend gering.

Bei der Ansteuerung mit Pulsweitenmodulation wird der Motor getaktet angesteuert. Eine Geschwindigkeitsveränderung wird durch Veränderung der Impulsbreite erzielt. Die Taktfrequenz solcher Ansteuerungen liegt im Bereich 10 bis 100kHz. Die Verlustleistung ist sehr gering. Dank Verwendung moderner MOSFET-Technologie lassen sich Wirkungsgrade bis zu 95% erzielen.

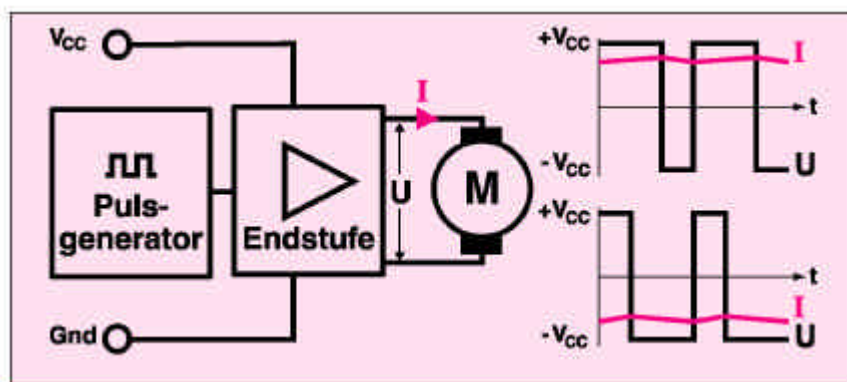


Abbildung 59: Schematische Darstellung des Betriebs eines Motors mit PWM [Max98]

Nachteil der Ansteuerung mit PWM wäre möglicherweise die Erzeugung von elektromagnetischen Störemissionen im kHz bis MHz-Bereich. Auch ist die Strombelastung des Netzteils durch auftretende Stromspitzen bis zu dreimal höher als bei einem ein vergleichbaren Gleichstrom.

Auf Grund der niedrigeren Verlustleistung bei der Leistungsverstärkung soll die Ansteuerung des Motors mit Pulsweitenmodulation erfolgen.

Die Motorkarte liefert ein PWM-Signal mit einer Taktfrequenz von  $f = 24\text{kHz}$ . Ein gepulstes Signal mit einer Auflösung von 10Bit (1024 Schritte) steht am MAGN-Anschluss zur Verfügung. Ein weiterer Anschluss (SIGN) ist für die Drehrichtung verantwortlich (High = Rechts, Low = Links). Die Signale sind TTL-kompatibel.

## Brückenschaltung

Für eine Ansteuerung eines Motors mit Drehrichtungsumkehr ist eine Brückenschaltung erforderlich, damit sich die Polarität der am Motor anliegenden Spannung ändern kann.

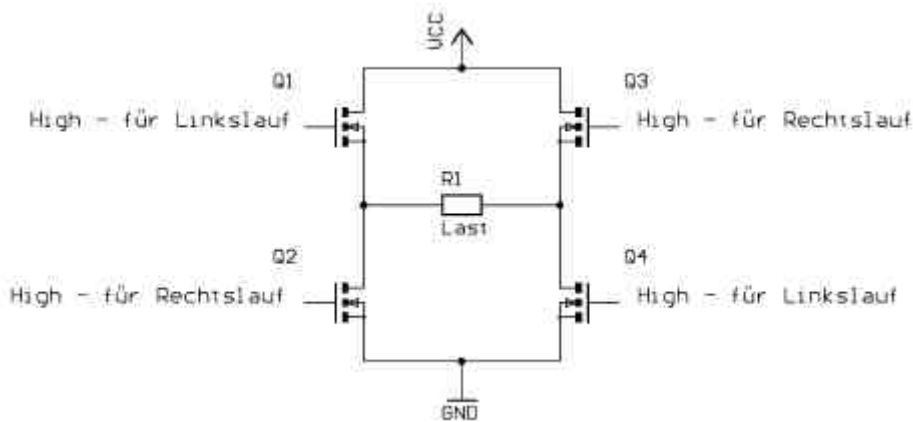


Abbildung 60: Prinzipielle Darstellung einer Brückenschaltung

Es gibt eine Reihe von integrierten Schaltungen, die komplette Brückenschaltungen mit Bipolar- oder MOSFET-Transistoren enthalten. Es sind jedoch keine Halbleiter für eine Strombelastung von maximal 6A bei einer Taktrate von 24kHz erhältlich. Die eigene Entwicklung einer Brückenschaltung ist deshalb erforderlich.

Es gibt eine Vielzahl von MOSFET-Transistoren, die für die Leistungsverstärkung in Frage kommen würden (BUZ21, IRF540, SUP60N06-18). Die eigene Entscheidung fiel auf einen NMOS-Transistor-Typ von SGS-THOMSON (IRF 540). Dieser Transistor verfügt über interne Freilaufdioden. Er zeichnet sich durch sehr geringe Schaltzeiten (im ns-Bereich) und einen sehr kleinen differentiellen Durchlasswiderstand ( $R_{DS(on)} = 50m\Omega$ ) aus.

NMOS-Transistoren können nicht direkt von Logikbausteinen angesteuert werden. Die Ansteuerung mit speziellen Treiberstufen ist notwendig. Durch die Ansteuerung mit einer Taktfrequenz von 24kHz ist der auf Grund der Umladung der Gate-Source-Kapazität des NMOS-Transistors resultierende Gate-Strom zu hoch. Der Ausgangsstrom eines Logikbausteines reicht dafür nicht aus.

Diese Treiberstufen für MOSFET-Transistoren gibt es auch als integrierte Schaltkreise (IC). Wichtig bei der Verwendung solcher Bausteine, ist die Beachtung der folgenden Parameter:

- maximale Betriebsspannung der NMOS-Transistoren
- Strombelastbarkeit
- Ansteuerspannung (TTL-Pegel)
- Schaltzeiten (RISE, FALSE)
- Schaltverzögerung

Es bot sich Verwendung eines Schaltkreises von International Rectifier an. Der IR2110 (High- and Low side driver) verfügt über zwei interne Treiberstufen. Er soll für die Ansteuerung von jeweils zwei NMOS-Transistoren verwendet werden.

#### 4.1.4 Entwurf von Signalübertragung und I/O-Komponenten

Die Signale für die manuelle Drehtischsteuerung und die Ruhelage-Positionserfassung des Drehtischs sollen über Kunststoff-Lichtwellenleiter (POF) übertragen werden. Dafür sind spezielle Komponenten erforderlich, die elektrische in optische Signale umwandeln und umgekehrt. Es muss eine ausreichende Empfindlichkeit garantiert werden können.

##### Wahl der POF-Sender

Hier kommt die Verwendung von Komponenten in Frage, die speziell für den Einsatz mit POF's entwickelt wurden. Von Infineon Technologies (Siemens Halbleiter) sind derartige Sender erhältlich.

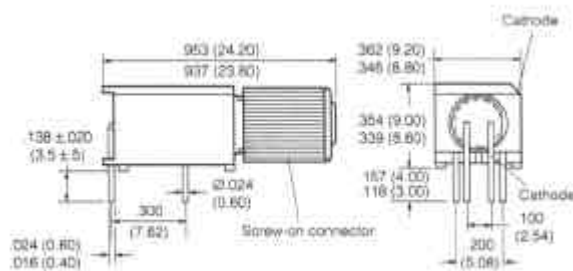


Abbildung 61: Optischer Sender SFH750V [Sie99]

Diese Bauelemente bestehen im Prinzip aus einer leistungsstarken Leuchtdiode mit einer Wellenlänge von 660nm (rot) in einem Kunststoffgehäuse. Über einen Schraubverschluss kann die POF fixiert werden.

##### Wahl der POF-Empfänger

Um die von den POF-Sendern emittierten, über die POF's geleiteten Signale auszuwerten, werden geeignete POF-Empfänger benötigt. Diese Bauelemente sind ebenfalls von Infineon Technologies erhältlich. Sie sind für Wellenlängenbereiche von 660nm bis ca. 1100nm geeignet.

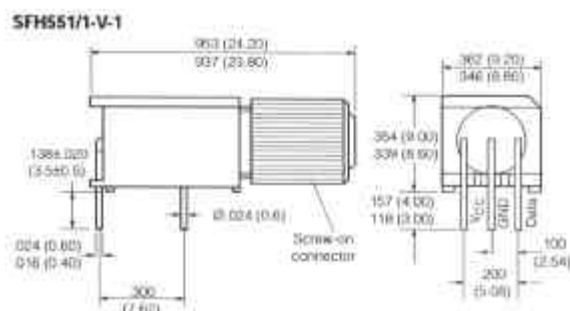


Abbildung 62: Beispiel für einen optischen Empfänger SFH551/1V-1 [Sie99]

Für die Vereinfachung der Signalauswertung gibt es diese Bauelemente mit integriertem Verstärker und Schwellwertschalter, der die definierte Unterscheidung zwischen High- und Low-Pegel ermöglicht (SFH551/1V-1).

Diese Komponenten sind für die Auswertung der Signale der manuellen Drehtischsteuerung geeignet. Für eine Erfassung der Ruhelage-Position des Drehtischs über eine Reflexionsstrecke sind diese Bauelemente vermutlich nicht empfindlich genug, da über die gesamte Strecke eine zu große Dämpfung auftritt.

Erste Tests mit den Komponenten SFH551/1V-1 zeigen, dass die Empfindlichkeit des SFH551/1V-1 für Standardanwendungen ausreichend ist. Durch den internen Schmitt Trigger reicht die Empfindlichkeit für die Erfassung der Ruhelage-Position des Drehtischs über eine Reflexionsstrecke wie erwartet nicht aus.

Für die Erfassung der Ruhelage-Position des Drehtischs wird deshalb ein POF-Empfänger gewählt, der eine Fotodiode enthält (SFH 250V). Das Ausgangssignal dieser Fotodiode kann mit einem geeigneten Verstärker vergrößert und definiert ausgewertet werden.

#### **4.1.5 Entwurf der digitalen Logik zur Signalverarbeitung**

##### **Auswertung der POF-Signale**

Die von der manuellen Drehtischsteuerung über die POF-Empfänger erhaltenen Signale (Impulse) müssen in ein Dauersignal umgewandelt werden, das anliegt, solange der Motor den Drehtisch bewegen soll. Ein Abbruch der Drehbewegung soll durch Betätigung einer Taste der manuellen Drehtischsteuerung (Stopp) oder durch Erreichen der Ruhelage-Position ermöglicht werden. Dies kann durch die Verwendung von Flipflops realisiert werden.

##### **Ansteuerung der Brückenschaltung**

Sowohl die Signale der PC-Steuerung, als auch die Signale der manuellen Drehtischsteuerung müssen an die Brückenschaltung geleitet werden. Zur Verriegelung dieser Schaltungsteile untereinander sind einige Logikbausteine (Gatter) notwendig. Die Signalzustände sollen über Leuchtdioden angezeigt werden.

Der komplette Stromlaufplan ist in **Anhang E** zu finden.

##### **Test des digitalen Konzeptes während der Entwicklungsphase**

Um die Funktion der entwickelten logischen Schaltung zu überprüfen, ist eine Simulation sinnvoll. Diese Simulation kann mit dem Programm LabVIEW erfolgen, da hier virtuelle Bauelemente der digitalen Elektronik zur Verfügung stehen.

Die Teilsimulation des logischen Schaltungskonzeptes brachte ein zufriedenstellendes Ergebnis. Einige Betriebssituationen konnten getestet werden, und die Schaltung wurde um zusätzliche Komponenten erweitert. So wurde zum Beispiel eine Verriegelung zwischen Rechtslauf und Linkslauf eingefügt.

Eine Schaltungsbeschreibung befindet sich in **Anhang E**.

### 4.1.6 Entwurf der manuellen Drehtischsteuerung

Die manuelle Steuerung des Drehtischs erfüllt die Funktion einer Fernbedienung. Die Signale werden dabei nicht über den freien Raum, sondern über Lichtwellenleiter vom Absorberkammerinneren nach außen „gesendet“.

Die Ausführung erfolgt als Handgerät mit Akku-Spannungsversorgung. Die Ansteuerung der POF-Sender erfolgt über einfache Vorwiderstände.

#### Elektronische Ausführung

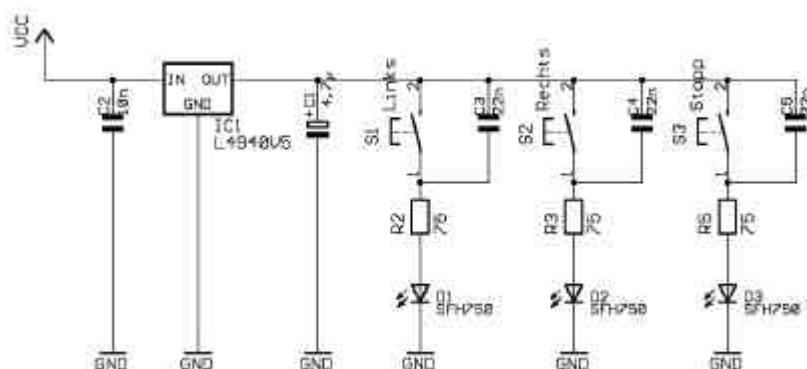


Abbildung 63: Schaltbild der manuellen Drehtischsteuerung

Bei Tastenbetätigung erfolgt ein kurzer Signalimpuls auf einen entsprechenden POF-Sender zur Weiterleitung an die Auswerte-Elektronik außerhalb der Kammer. Die Kapazitäten parallel zu den Tasten sollen vor Kontaktprellen schützen.

#### Mechanische Ausführung

Die Unterbringung der elektronischen Schaltung erfolgt in einem HF-dichten Metallgehäuse. In diesem Gehäuse ist auch Platz für den auswechselbaren Akku.

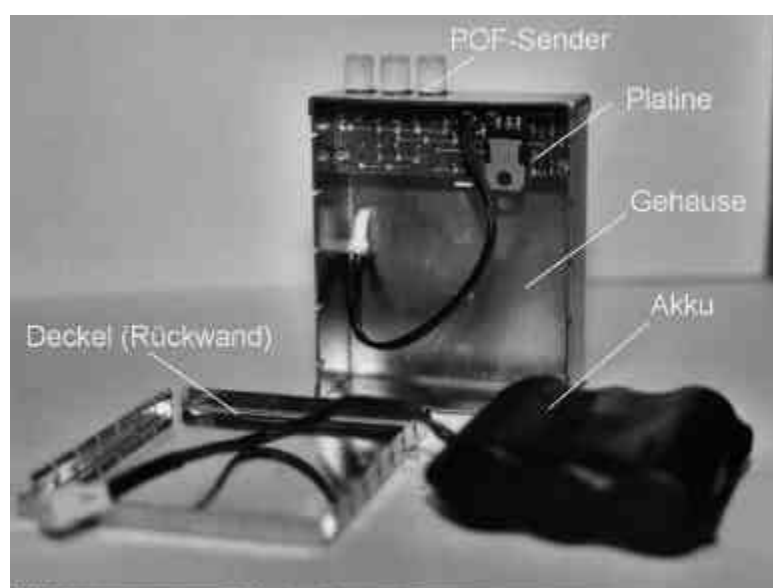


Abbildung 64: Komponenten der manuellen Drehtischsteuerung

Weitere Fertigungsunterlagen zur manuellen Steuerung befinden sich im **Anhang E**.

#### 4.1.7 Entwurf einer Ruhelage-Positionserfassung des Drehtischs

Um die Ruhelage-Position (Home-Position) des Drehtischs zu erfassen, soll nach eigenen Vorgaben eine Reflexlichtschranke konstruiert werden.

Innerhalb der Absorber werden keine „aktiven“ Komponenten angeordnet. Die Aussendung von Licht und die Auswertung der Reflexion erfolgt außerhalb der Absorberkammer. Innerhalb der Kammer befinden sich folgende Komponenten:

- zur Reflexionsstrecke hinführende Faser
- passive Reflexionslichtschranke
- zurückführende Faser

##### Konstruktion einer passiven Reflexlichtschranke

Die passive Reflexlichtschranke besteht im einfachsten Fall aus einem Trägermaterial, das zwei Fasern in einem geeigneten Winkel zueinander fixiert, und einer optionalen Optik. Die Optik kann gegebenenfalls die Empfindlichkeit durch Strahlbündelung erhöhen.

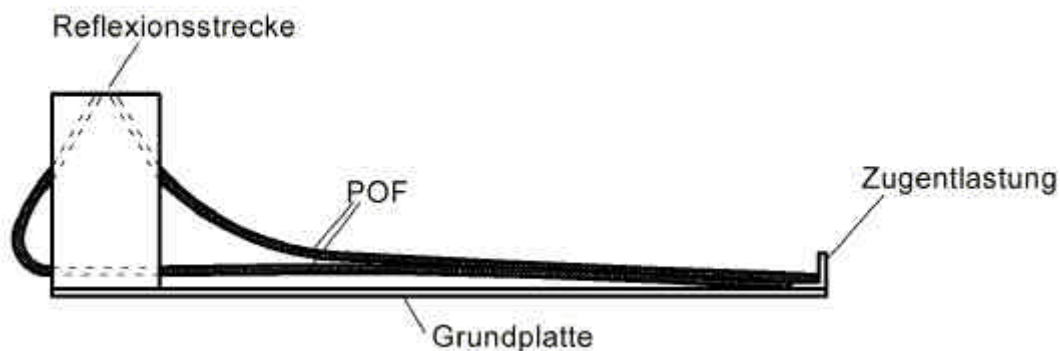


Abbildung 65: Zeichnung der konstruierten Reflexlichtschranke für die Ruhelage-Positionserfassung des Drehtischs

Das Signal der zur Reflexionsstrecke hinführenden Faser wird außerhalb der Absorberkammer mit einem POF-Sender erzeugt (Dauerlicht mit einer Wellenlänge von 660 nm). Die Signale der zurückführenden Faser werden ebenfalls außerhalb der Kammer mit einem POF-Empfänger Fotodiode ausgewertet.

Erste Tests während der Entwicklungsphase zeigten, dass auf eine zusätzliche Optik verzichtet werden kann, wenn die Faserenden der Lichtwellenleiter angeschliffen werden.

##### Elektrische Auswertung der Signale der Reflexlichtschranke

Die Signale der Fotodiode sind so klein (Strom im  $\mu\text{A}$ -Bereich), dass sie verstärkt werden müssen. Dies geschieht vorzugsweise mit einem hochempfindlichen Transimpedanz- bzw. Operationsverstärker (OPV). Die Verstärker müssen einen sehr geringen Offset-Eingangsstrom über den gesamten Temperaturbereich haben.

Transimpedanzverstärker zeichnen sich durch einen sehr geringen Eingangswiderstand aus (ideal =  $0\Omega$ , real ca.  $10\Omega$ ). Im Gegensatz zu den herkömmlichen OPVs, die als Spannung-Spannungswandler arbeiten, sind Transimpedanzverstärker Strom-Spannungswandler. Sie sind hervorragend für die Verstärkung des Fotodiodenstroms geeignet.

Die meisten Transimpedanzverstärker arbeiten mit einer symmetrischen Betriebsspannung. Diese steht beim gegenwärtigen Spannungskonzept jedoch nicht zur Verfügung. Auf Grund der Verfügbarkeit soll vorerst getestet werden, ob die Signalauswertung mit einem geeigneten Operationsverstärker zu realisieren ist.

*Verwendung eines Operationsverstärkers (TLC272) von Texas Instruments*

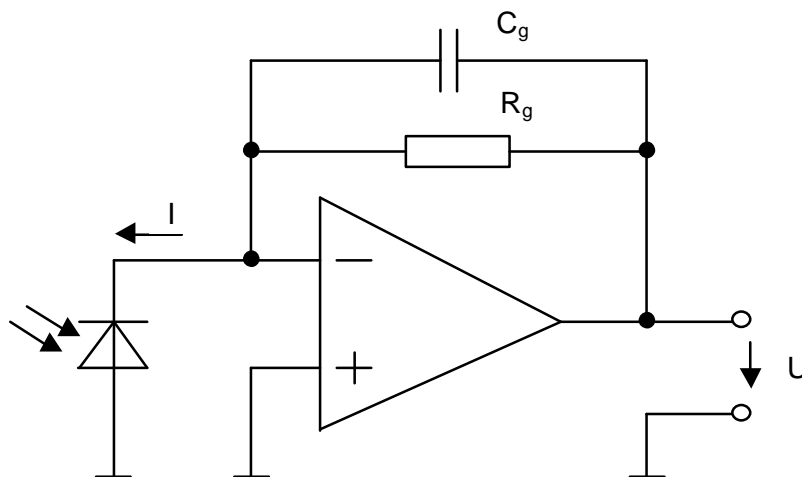


Abbildung 66: Prinzipschaltbild eines Operationsverstärkers zur Verstärkung des Fotodiodenstroms [Fis99]

Wird ein OPV mit hoher Leerlaufverstärkung verwendet, so gilt für die Ausgangsspannung in guter Näherung:

$$U = I \cdot R_g \quad [\text{Gl.19}]$$

Um die Schwingungsneigung zu unterdrücken, ist eine Kapazität  $C_g$  von ca.  $10\text{pF}$  parallel zum Gegenkoppelwiderstand  $R_g$  zur Reduzierung der Grenzfrequenz der Schaltung eingefügt. Ein hochfrequentes Schwingen im unbeleuchteten Zustand der Fotodiode muss unbedingt verhindert werden, da sonst am Ausgang des OPV eine Spannung auftreten könnte, die unter Umständen zum Überschreiten der Low-High-Grenze der weiterverarbeitenden Logik führt. Bei einer Wahl der Gegenkopplung von  $10\text{M}\Omega$  ergibt sich die folgende Grenzfrequenz  $f_g$ :

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot C_g} \quad [\text{Gl.20}]$$

$$f_g = 1,59\text{kHz}$$

Für eine definierte Auswertung des Pegels mit anschließender TTL-Logik, erfolgt der Aufbau aus zwei Stufen.

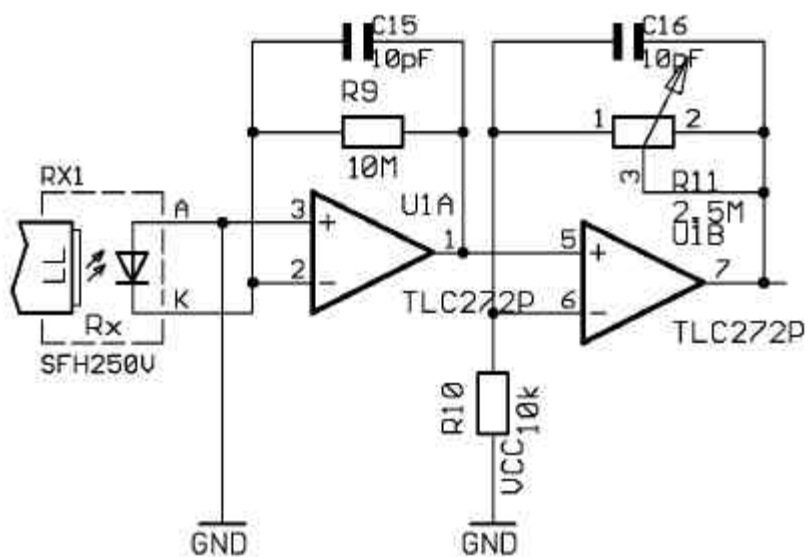


Abbildung 67: Schaltbild des zweistufigen Verstärkers zur Ruhelage-Positionserfassung

Der TLC272 beinhaltet zwei interne Operationsverstärker. In der ersten Stufe findet eine Strom-Spannungswandlung statt. In der zweiten Stufe wird das Spannungssignal vom Ausgang des ersten OPV verstärkt. Es ist eine Ausführung als nichtinvertierender Verstärker.

Die Verstärkung des zweiten OPV lässt sich mit  $R_{11}$  einstellen. Sie errechnet sich bei dieser Variante wie folgt:

$$v = \frac{R_{10} + R_{11}}{R_{10}} \quad [\text{Gl.20}]$$

Mit:  $R_{10} = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_{11} = 0 \dots 2,5\text{M}\Omega$  (eingestellt auf ca.  $100\text{k}\Omega$ ).

Das Ausgangssignal eignet sich nun zur Weiterverarbeitung mit Logikbausteinen.

Der komplette Stromlaufplan ist in **Anhang E** zu finden.

## 4.2 Detailentwurf Software

### 4.2.1 Prinzip des Software-Entwurfs

Die Software-Entwicklung ist zu einer eigenen Ingenieurwissenschaft geworden. Historisch bedingt hat sich aus der ehemaligen Programmierkunst eine Programmier-Technologie entwickelt.

Beim Software-Entwurf sind bestimmte Software-Engineering-Prinzipien zu beachten.

<b>1. Abstraktion</b>
Wesentliches von Unwesentlichem trennen
<b>2. Zerlegung</b>
Formulierung von Teilaufgaben
<b>3. Perspektivbildung</b>
Unterschiedliche Sichten (Auftraggeber, Entwickler, Anwender)

Abbildung 68: Prinzipien des Software-Entwurfs [Met99]

Der große Schritt von der Aufgabenstellung über die Anforderungsanalyse und -definition (die bereits im Pflichtenheft erfolgt) bis zum Systementwurf erfordert einen großen Grad an Abstraktion. Je besser zu erwartende Teilprobleme schon von Anfang an durchdacht werden, um so einfacher gestaltet sich die Implementierung in die entsprechende Programmiersprache.

Die Formulierung von Teilaufgaben ist dabei hilfreich und schafft den nötigen Überblick. Dabei sollte man auftretende Probleme immer von verschiedenen Seiten beleuchten (Perspektivbildung).

Bei dem heute üblichen Weg der Software-Entwicklung macht die Implementierung des entwickelten Programms in eine Programmiersprache nur etwa 10 bis 20 Prozent aus. Die vorherige Arbeit von der Problemstellung über eine Analyse bis zur Systemmodell-Erstellung nimmt den überwiegenden Teil der Arbeitszeit in Anspruch. [Bau95]

### 4.2.2 Programmieren in G

G ist die grafische Programmiersprache von LabVIEW. Sie beruht auf dem Prinzip des grafischen Datenflusses. Mit G werden wissenschaftliche Berechnungen, die Überwachung und Steuerung einzelner Prozesse und verschiedenste Messanwendungen ermöglicht. [Ni1/98]

G verbindet den Systemmodell-Entwurf, die Programmerstellung und die Implementierung. Im Prinzip wird ein grafisches Datenflussdiagramm erstellt, das vom LabVIEW-System abgearbeitet wird. Der eigentliche Quelltext der erstellten Programme ist nicht sichtbar.

Für das Verständnis der Programme soll hier kurz auf die wesentlichen Bestandteile eines LabVIEW-/G-Programmes eingegangen werden. Die LabVIEW-Programme (VI's) haben einen modularen Charakter und bestehen aus drei wesentlichen Elementen:

- Frontpanel
- Blockdiagramm
- Icon

Das Frontpanel ist die Benutzeroberfläche des VI's. Auf ihr können Bedienelemente angeordnet werden. Das Blockdiagramm enthält den grafischen Datenfluss, den grafischen „Programmcode“. Das Icon ist ein Anschluss-Zeichen, mit dem dieses VI in andere Programme eingebettet werden kann. Über verschiedenste Strukturen kann ein sequenzieller Ablauf des Programms garantiert werden.

### 4.2.3 Struktur der zu entwickelnden Software

Mit LabVIEW ist die Möglichkeit eines modularen Aufbaus der Software gegeben. Für die zu entwickelnde Software kann eine übersichtliche Struktur durch eine geeignete Hierarchie realisiert werden. Die Unterteilung in Schichten ist sinnvoll.

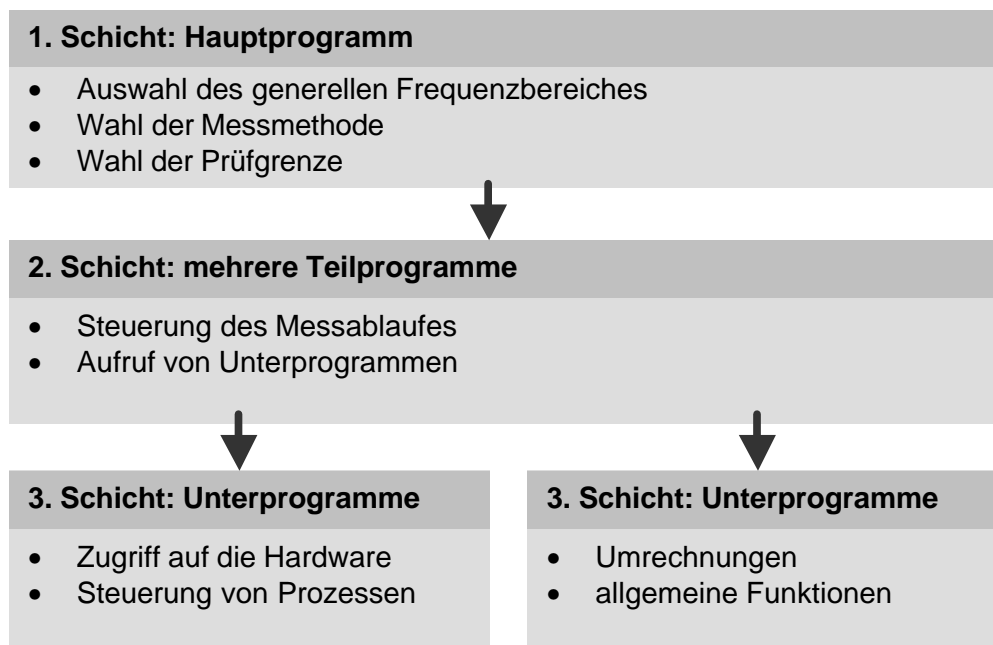


Abbildung 69: Hierarchie der Softwareprogramme

Das Hauptprogramm der zu entwickelnden Software soll eine Auswahlmöglichkeit für verschiedene Frequenzbereiche, Messmethoden und Prüfgrenzen ermöglichen (1. Schicht). Ausgehend von der getätigten Auswahl sollen Teilprogramme aufgerufen werden, die diese Teilaufgaben realisieren.

Die Teilprogramme (2. Schicht) rufen ihrerseits wieder Unterprogramme auf, die weitere Funktionen zur Verfügung stellen (3. Schicht). Ein Aufruf weiterer Unterprogramme soll ebenfalls möglich sein, wenn es die Übersicht erleichtert und die Programmstruktur verbessert.

Ein großer Nachteil der Entwicklungsumgebung LabVIEW liegt in der Erstellung von Produktdokumentationen. Der nur eingeschränkt mögliche Ausdruck der Programmbeschreibungen, Panels und Blockdiagramme ist wenig repräsentativ, da für deren Verständnis eine gute Kenntnis von LabVIEW erforderlich ist. Weiterhin haben die erstellten Blockdiagramme mitunter eine größere Strukturtiefe. Der wichtige Zusammenhang geht beim Ausdruck des Blockdiagramms verloren.

Deshalb sollen nachfolgend, ausgehend vom Softwarekonzept und vom Pflichtenheft, bei der Darstellung der Struktur der einzelnen Teilprogramme übersichtliche und leicht verständliche Struktogramme verwendet werden.

Abbildung 70 zeigt die vereinfachte Gesamtstruktur des ersten Teilprogramms zur Messung der maximalen Abstrahlung über eine vollständige Drehung ( $360^\circ$ ) des Prüfobjektes. Es sollen verschiedene Funktionen zur Verfügung gestellt werden, die neben einer Aufnahme von Messdaten auch das Drucken, Speichern und Laden von Messwerten ermöglichen.

Ferner soll das Synchronisieren des Drehtisches mit dessen Ruhelage-Position möglich sein. Dabei wird die vom Computer berechnete Position des Drehtisches mit seiner tatsächlichen Position abgeglichen.

Das hier dargestellte Programm verdeutlicht gleichzeitig den vereinfachten Messablauf bei der Aufnahme von Emissionspektren (in der Variante a).

Durch den modularen Aufbau werden in jedem der dargestellten Schritte des Struktogramms weitere Unterprogramme (Module, VI's) aufgerufen. Diese stellen dann die gewünschten Funktionen z.B. für den Hardwarezugriff zur Verfügung.



Die weiteren Programmvarianten unterscheiden sich nur im Messablauf der Spektrenaufnahme. Übrige Funktionen wie Speichern und Drucken sind analog zur Teilprogrammvariante a) aufgebaut.

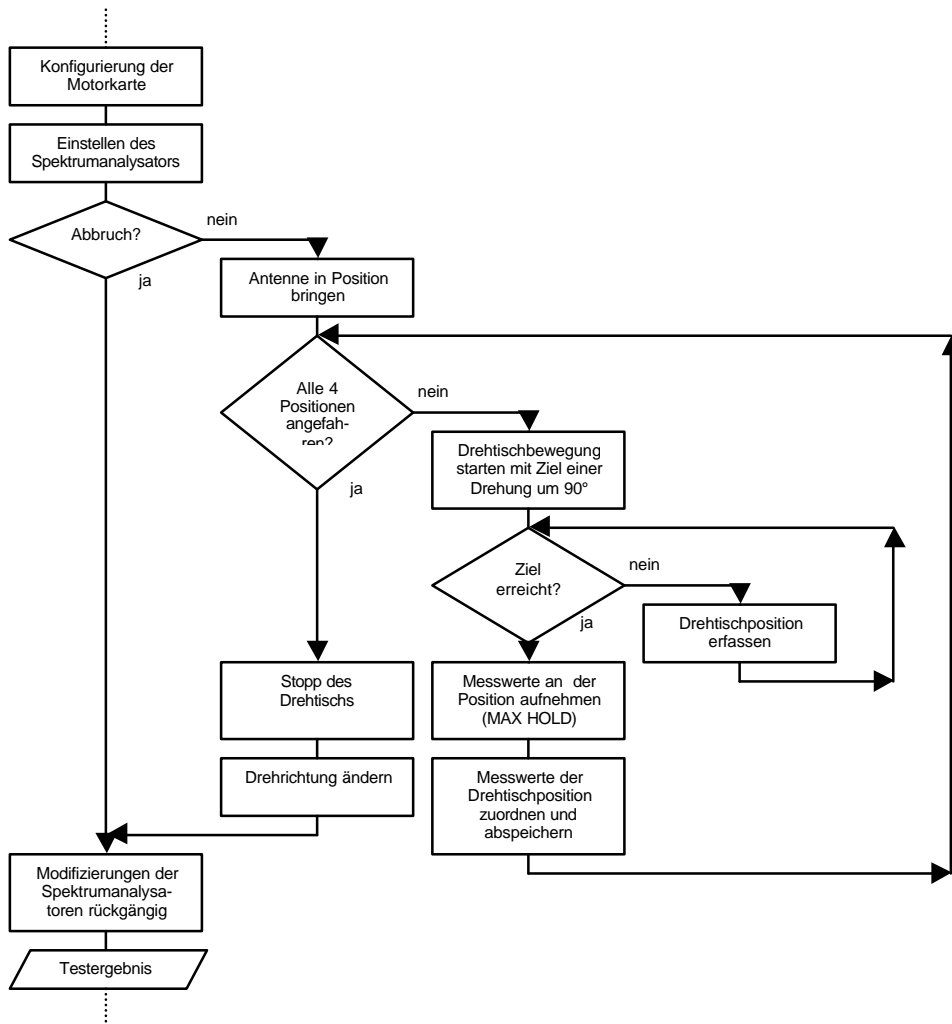


Abbildung 71: Auszug aus dem Struktogramm des Teilprogramms b) Messung der Abstrahlung in vier definierten Richtungen des Prüfobjektes ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ )

Bei der Lösungsvariante des Teilprogramms b) sollen verschiedene Positionen des Prüfobjektes durch den Drehtisch angefahren werden ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ). An der jeweiligen Position werden dann Spektren aufgenommen und abgespeichert.

Das dritte zu realisierende Teilprogramm c) soll die Messung der Abstrahlung in Abhängigkeit vom Drehwinkel des Prüfobjektes ermöglichen. Auch dieses Programm unterscheidet sich nur im Messablauf der Spektrenaufnahme. Übrige Funktionen wie Speichern und Drucken sind analog zur Teilprogrammvariante a) aufgebaut.

Die aufgenommenen und ermittelten Messwerte der Emission (Störfeldstärken) sollen in dieser Variante dem jeweiligen Drehwinkel zugeordnet werden.

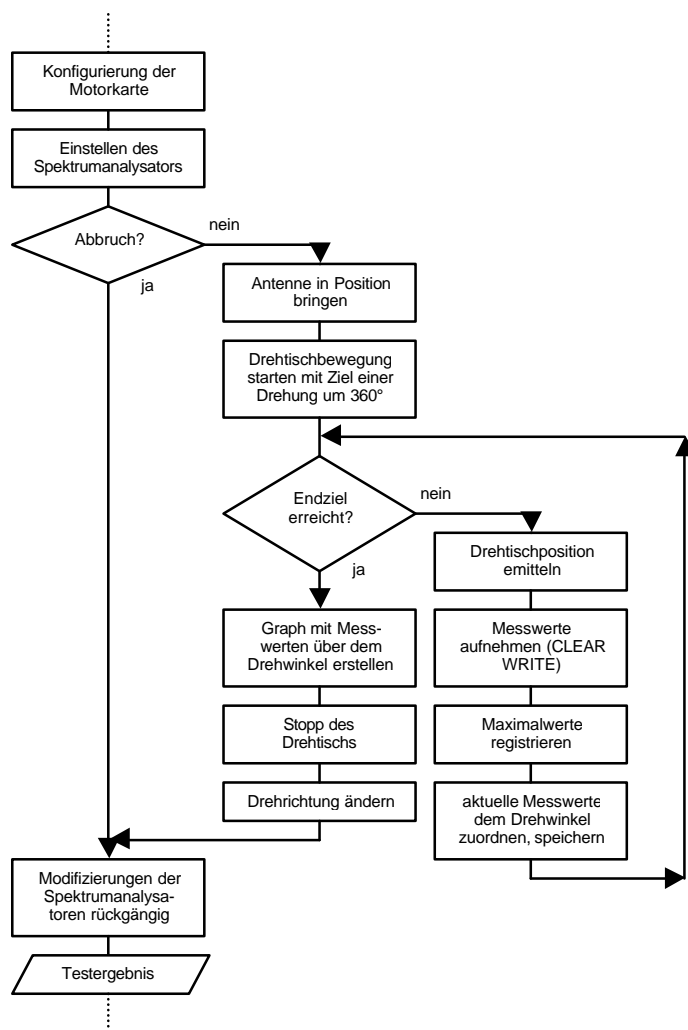


Abbildung 72: Auszug aus dem Struktogramm des Teilprogramms c) Messung der Abstrahlung in Abhängigkeit vom Drehwinkel des Prüfobjektes

Die dargestellten Teilprogramme werden jeweils für den Frequenzbereich unterhalb von 1GHz und für den Frequenzbereich oberhalb von 1GHz getrennt entworfen, da verschiedene Hardware-Konfigurationen (Spektrumanalysatoren, Antennen, ect.) verwendet werden, die eine unterschiedliche Ansteuerung erfordern. Das Prinzip und die Grundstruktur ist jedoch gleich.

Eine vollständige Darstellung der Struktogramme ist in **Anhang C** zu finden.

#### 4.2.4 Hardwarezugriff über die Software

##### Zugriff über GPIB und VISA

Die Spektrumanalysatoren können via GPIB vom Computer angesteuert und ausgelesen werden. Die Ansteuerung kann über LabVIEW auf verschiedene Weise erfolgen. Es kann direkt über den Standard IEC 488.2 auf die via GPIB angeschlossene Hardware zugegriffen werden oder es erfolgt ein Zugriff über VISA.

VISA ist ein standardisiertes Anwenderprogramm Interface (I/O Application Programming Interface - API) für die Instrumentationsprogrammierung. VISA ruft Treiber niedriger Ebenen

auf. VISA kann VXI-, GPIB oder serielle Instrumente steuern, wobei je nach verwendetem Instrument die geeigneten Treiberaufrufe erfolgen. [Ni1/98]

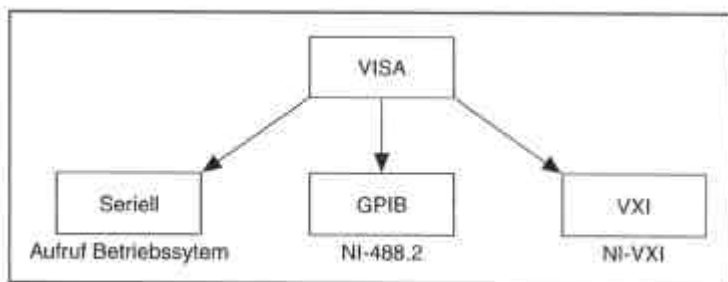


Abbildung 73: Hardwarezugriff über VISA [Ni1/98]

VISA ist eine objektorientierte Standard API in der Instrumentationsbranche. VISA verwendet die gleichen Operationen zur Kommunikation für jeden Schnittstellentyp, unabhängig davon, ob das Instrument eine serielle, GPIB- oder VXI-Schnittstelle benutzt. VISA bietet dadurch Schnittstellenunabhängigkeit. VISA-Funktionsaufrufe können dadurch leicht von einer Plattform in eine andere übertragen werden.

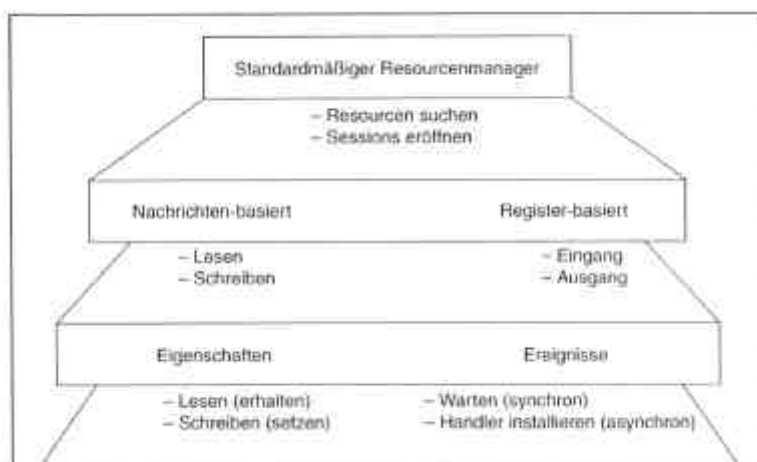


Abbildung 74: Vereinfachte Struktur der VISA-API [Ni1/98]

Bei den Modulen zur Ansteuerung der Spektrumanalysatoren erfolgt der Zugriff über VISA/GPIB nach folgenden Prinzip:

- Senden eines Kommandos (als Zeichenkette = String) über VISA/GPIB an die Hardware
- Befehlausführung oder Antwort abwarten
- gegebenenfalls Antwort-Daten über VISA/GPIB empfangen

### Zugriff auf eine PC-Einsteckkarte

Neben dem Zugriff über VISA/GPIB gibt es noch andere Möglichkeiten via Software auf eine Hardware zuzugreifen, um diese damit zu steuern. Bei Verwendung einer PC-Einsteckkarte muss die Hardware direkt angesprochen werden. Das ist bei dem Betriebssystem Windows NT nicht ohne weiteres möglich.

Da zur Steuerung des Drehtisch-Motors eine Motorkarte als PC-Einsteckkarte verwendet wird, sind Softwaretreiber für den Zugriff auf die Hardware erforderlich. Diese vom Motorkarten-Hersteller mitgelieferten Treiber beinhalten eine spezielle Bibliothek (Dynamic Link Library - DLL).

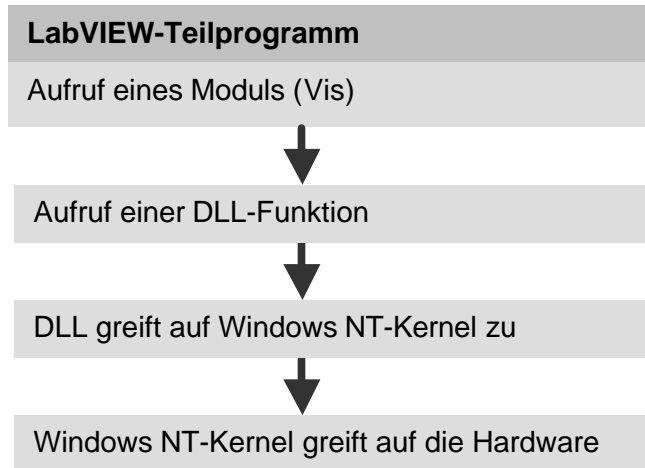


Abbildung 75: Prinzip des Hardwarezugriffs auf die Motorkarte unter Windows NT

#### 4.2.5 Modulentwürfe für die Spektrumanalysatoren

Zur Realisierung der Teilfunktionen, insbesondere für den Zugriff auf die Hardware (Instrumentierung), sollen Module entworfen werden.

Generell wird vom LabVIEW-Hersteller National Instruments oder von den Herstellern der Messinstrumente eine Vielzahl von Instrumenten-Treibern angeboten. Solche Treiber haben in der Regel die Form von VI's.

Da die verwendeten Spektrumanalysatoren keine Standard-Produkte sind, werden sowohl vom Gerätehersteller Hewlett Packard als auch von National Instruments keine Treiber angeboten. Es sind keine VI's verfügbar.

Deshalb müssen zur Ansteuerung der Spektrumanalysatoren eigene VI's entworfen werden. Für den Entwurf von Treibern (Modulen) für den Spektrumanalysator HP8564E (oberhalb von 1GHz) können dabei verfügbare VI's eines ähnlichen Spektrumanalysators von Hewlett Packard (HP8563) modifiziert werden.

Module für den Spektrumanalysator HP8591EM (unterhalb von 1GHz) können auf ähnliche Art und Weise erstellt werden. Da beide Spektrumanalysatoren vom gleichen Hersteller sind, ist eine Übereinstimmung einiger Befehle zur Instrumentierung zu erwarten.

Folgende Aufgaben werden durch die einzelnen Module realisiert:

- Geräteinitialisierungen
- Marker-Einstellungen (Peaksearch ect.)
- Limitline-Festlegungen
- Strahlfunktionen (Max Hold ect.)
- Bandbreite-Einstellungen
- Frequenz-Einstellungen
- Amplituden-Einstellungen
- Frequenz-Ausgaben
- Zeit-Ausgaben
- Amplituden-Ausgaben
- Warnungs-/Fehler-Ausgaben
- Spektrum-Ausgaben

Eine detaillierte Auflistung von Problemen und Besonderheiten beim Erstellen der Software-Module befindet sich in **Anhang B**.

#### 4.2.6 Modulentwürfe für die Motorkarte

Um den Drehtisch in der Absorberkammer mit der Software steuern zu können, muss der Elektromotor über die verwendete Motorkarte angesteuert werden. Dieser Software-Zugriff auf die Hardware soll über Module erfolgen.

Bei der Entwicklung von Modulen für die Motorkarte wird auf die vom Hersteller mitgelieferten Treiber zurückgegriffen. Für eine Steuerung eines Motors mit der Motorkarte (Board) ist die Einhaltung einer Reihenfolge bei den Befehlen zur Ansteuerung wichtig. Folgende schematische Reihenfolge ist notwendig:

- erstes Ansprechen / Öffnen der Motorkarte
- Initialisierung des Boards mit Voreinstellungen
- Test des Boards
- Setzen der aktuellen Achsen (1)
- Setzen von Parametern (Filterparameter)
- Senden eines Motorkommandos
- Registrieren einer Antwort (Report)
- Abfragen der Position (TP)
- Schließen der Motorkarte

#### Kommandos

Ähnlich wie beim Zugriff auf die Hardwarefunktionen der Spektrumanalysatoren über GPIB werden auch zur Motorkarte Kommandos gesendet. Ein Zugriff auf die im Handbuch [Pi1/97] beschriebenen Kommandos kann über ein VI erfolgen (*C842-NT TRANSLATE.vi*). Dieses VI übersetzt die im Handbuch beschriebenen Kommandos durch die Benutzung einer Bibliothek (*QfInt.dll*) und stellt die Motorfunktionen zur Verfügung.

Es gibt einige Grundwerte, die nach einer Initialisierung gesetzt werden müssen, damit sich der Motor bewegt:

##### *SV (set velocity)*

- die Geschwindigkeit muss vorgewählt werden
- Maßeinheit ist: counts/sec.
- verwendeter Standardwert: 100000

##### *SA (set acceleration)*

- die Beschleunigung muss vorgegeben werden
- Maßeinheit ist: (counts/sec)x2500
- verwendeter Standardwert: 5000

##### *Filter-Parameter*

- DP (define proportional gain), verwendeter Standardwert: 120
- DI (define integral gain), verwendeter Standardwert: 0
- DD (define derivative gain), verwendeter Standardwert: 1
- DL (define integration limit), verwendeter Standardwert: 20000

Anschließend müssen für eine Motorbewegung weitere Kommandos folgen:

- MA<wert> (move absolute) - absolute Bewegung in Schritten
- MR<wert> (move relative) - relative Bewegung in Schritten
- MN (motor on) - startet die Bewegung des Motors

Anschließend kann die Motorkarte in einem sogenannten Servo-Loop-Control-Betrieb laufen. Der Befehl MOTOR ON (MN) ermöglicht dies. In dieser Betriebsart kontrolliert ein Filter den Motor. Die Encoderimpulse des Motors werden von der Motorkarte ausgelesen und verarbeitet. Der Motor und damit der Drehtisch bewegen sich mit den Voreinstellungen so lange, bis das Ziel erreicht ist.

### Drehtischpositionsberechnung

Der Drehtisch und das Prüfobjekt sollen sich mit ca. 1 Umdrehung pro Minute bewegen (Drehtisch-Drehzahl  $n_D$ ). Die Drehtischpositionsberechnung erfolgt aus den Encoderimpulsen des Motors.

$$n_D = 1 \frac{\text{U}}{\text{min}} = \frac{1}{60} \frac{\text{U}}{\text{s}}$$

Nach der Übersetzung durch ein Stirnrad auf die Kunststoff-Welle im Inneren der Kammer mit dem Übersetzungsverhältnis 1:150 folgt für die Drehzahl der Welle  $n_W$ :

$$n_W = 150 \frac{\text{U}}{\text{min}} = 2,50 \frac{\text{U}}{\text{s}}$$

Nach der Übersetzung von der Welle auf den Motor durch ein Schneckengetriebe mit dem Übersetzungsverhältnis 1:30 folgt für die Drehzahl des Motors  $n_M$ :

$$n_M = 4500 \frac{\text{U}}{\text{min}} = 75 \frac{\text{U}}{\text{s}}$$

Der am Motor befindliche Encoder liefert 500 Impulse pro Umdrehung. Ein zusätzlicher Faktor von 4 ist zu berücksichtigen, da die Motorkarte in den Voreinstellungen ein Übersetzungsverhältnis von 1:4 voraussetzt. Damit gelten für den Motor (Encoder-„Drehzahl“  $n_E$ ):

$$n_E = 9000000 \frac{\text{Impulse}}{\text{min}} = 150000 \frac{\text{Impulse}}{\text{s}}$$

Das absolute Übersetzungsverhältnis zwischen Drehwinkel des Drehtischs (in °) und den Encoderimpulsen  $n_i$  berechnet sich wie folgt:

Aus

$$n_i = 9000000 \frac{\text{Impulse}}{\text{Tischumdrehung}} = 150000 \frac{\text{Impulse}}{360^\circ}$$

folgt

$$n_i = 25000 \frac{\text{Impulse}}{1^\circ} \quad [\text{Gl.21}]$$

Diese Funktionen der Umrechnung sowie die Überwachung des Erreichens der Zielposition sind in einem Modul untergebracht (calculate position.vi).

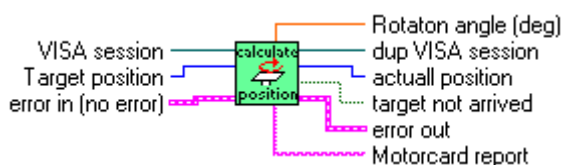


Abbildung 76: Darstellung des Moduls zur Drehtischpositionsberechnung als Icon mit Anschlüssen

Eine detaillierte Auflistung von Problemen und Besonderheiten beim Erstellen der Software-Module befindet sich in **Anhang B**.

#### 4.2.7 Erstellung von allgemeinen Modulen

Beispielhaft wird hier die Umrechnung von Spektren auf andere Messentfernungen erläutert.

##### Umrechnung auf andere Messentfernungen

Nach den geltenden Normen sind für Emissionsmessungen Messentfernungen zwischen Prüfobjekt und Antenne vorgegeben. Die Grenzwerte für die zulässigen Störfeldstärken gelten für die jeweils vorgeschriebenen Standard-Messentfernungen. Das sind in der Regel 3m (FCC-Class B) bzw. 10m oder 30m (EN55022, VCCI).

Die maximal möglichen Messentfernungen sind in der Absorberkammer auf ca. 1,5m begrenzt. Um dennoch eine Aussage über die Normenkonformität treffen zu können, müssen die Messwerte auf die Standard-Messentfernungen umgerechnet werden.

Wenn man davon ausgeht, dass die Messungen im Fernfeld stattfinden, gilt der folgende Zusammenhang:

$$\Delta_{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{x_{\text{standard}}}{x_{\text{real}}} \quad [\text{Gl.22}]$$

Dabei ist  $x_{\text{standard}}$  die vorgeschriebene Messentfernung (in Metern).

Die tatsächliche Messentfernung (in Metern) ist  $x_{\text{real}}$ .

Als Ergebnis erhält man einen Wert  $\Delta_{\text{dB}}$  (in dB), der zur Umrechnung vom Messergebnis subtrahiert werden muss.

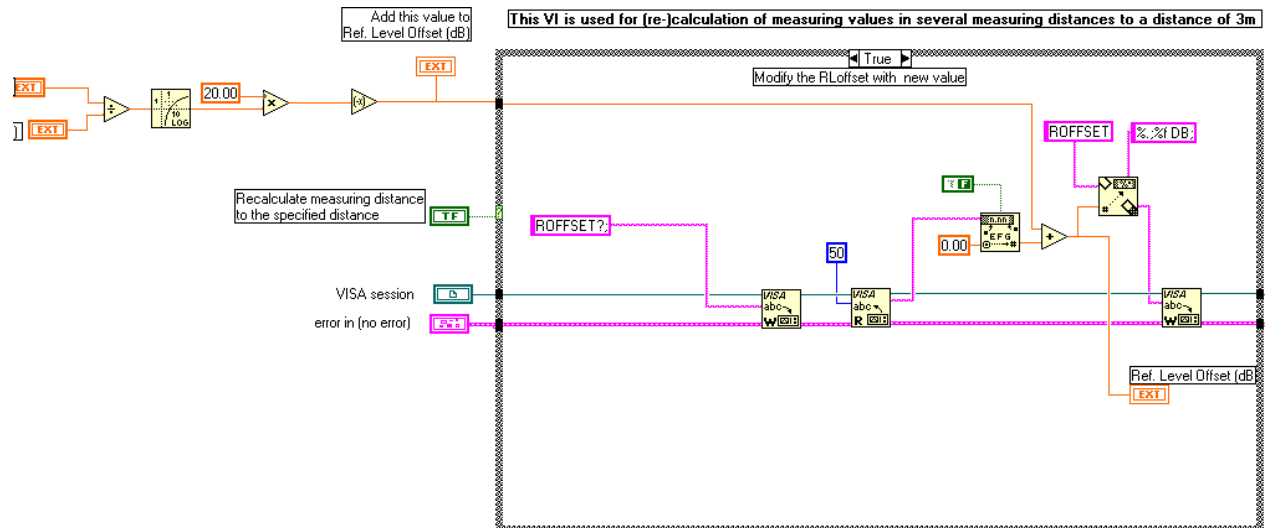


Abbildung 77: Auszug aus einem LabVIEW-Programm zur Messentfernungsumrechnung

Bei einer Umrechnung der Messwerte einer Messentfernung von 1m auf 3m ergibt sich ein Wert von 9,54dB. Dieser Wert muss von den Messwerten abgezogen werden. Das geschieht vorzugsweise über den Reference Level Offset der Spektrumanalysatoren. Dieser muss um den entsprechenden Betrag reduziert werden, um das Messergebnis umzurechnen.

### 4.3 Kalibrierung und Ermittlung von Korrekturfaktoren

Damit auf dem Display des Spektrumanalysators auch die exakten Werte für die elektrische Feldstärke angezeigt werden, müssen folgende Einflussgrößen berücksichtigt werden:

- Antennenfaktoren [dB/m]
- Kabelverluste [dB]
- Verstärkungsfaktoren [dB]
- Umrechnungen [zB. in dB $\mu$ V/m]

Die Spektrumanalysatoren verfügen über Amplituden-Korrektur-Register (AMPCOR). Diese können zur Anpassung der Messdaten verwendet werden. Da die oben genannten Einflüsse frequenzabhängig und nicht konstant sind, müssen Wertepaare für Frequenz und Amplitude eingegeben werden. Je nach Testaufbau und Frequenzbereich unterscheiden sich die Korrekturwerte, da verschiedene Antennen, Kabel und Filter verwendet werden. Vertiefend wird nachfolgend auf die Funktionen und Besonderheiten der Spektrumanalysatoren eingegangen.

#### 4.3.1 Testaufbau bis 40GHz

Der Testaufbau für Frequenzen von 1GHz bis 40GHz wird durch Verwendung des Messsystems HP84125C ermöglicht. Das Messsystem beinhaltet den Spektrumanalysator HP8564E.

Der Spektrumanalysator HP8564E verfügt über 5 AMPCOR-Register. Es können nur gemeinsame, aus dem Aufbau resultierende Wertepaare (Frequenz und Amplitude) in diesen Registern á 80 Werten abgelegt werden. Eine getrennte Eingabe von Antennenfaktoren, Kabelfaktoren oder Verstärkungsfaktoren ist nicht möglich.

Für die Platzierung des Spektrumanalysators außerhalb der Absorberkammer ist die Einfügung eines zusätzlichen Mikrowellenkabels notwendig. Die zusätzliche Dämpfung dieses Kabels muss für Messungen berücksichtigt werden. Die Dämpfung muss als Reihe von Korrekturwerten in das System übertragen werden.

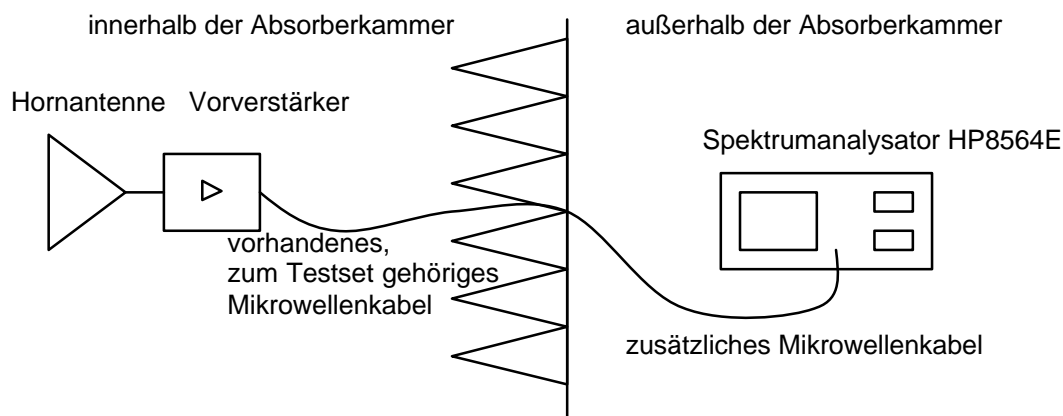


Abbildung 78: Darstellung des Messaufbaus oberhalb 1GHz mit zusätzlichem Mikrowellenkabel

Den Einfluss der Kabeldämpfung  $a_k$  auf das Messergebnis verdeutlicht die schon eingangs beschriebene Gleichung:

$$E_{st[\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}]} = U_{st[\text{dB}\mu\text{V}]} + AF_{[\text{dB}]} + a_{k[\text{dB}]} \quad [\text{Gl.16}]$$

Ohne Berücksichtigung der zusätzlichen Kabeldämpfung würde das Messergebnis verfälscht werden. Das bereits vorhandene Mikrowellenkabel innerhalb der Absorberkammer ist mit seinem Dämpfungseinfluss bereits in den bestehenden Korrekturdaten des HP84125C-Messsystems berücksichtigt.

Da keine weiteren Register für Dämpfungswerte im Spektrumanalysator vorhanden sind, um zusätzliche Korrekturdaten einzutragen, kann für die Verwendung des zusätzlichen Mikrowellenkabels ein Umweg über die Veränderung der Antennenfaktoren gegangen werden.

Über ein spezielles, vom Hersteller mitgeliefertes Programm (Download Utility Programm von Hewlett Packard) können die Antennenfaktoren des Messsystems editiert werden. Die Antennenfaktoren stehen weiterhin als Textdateien (\*.txt) zur Verfügung. Sie können mit dem Programm via GPIB in den Spektrumanalysator geladen werden.

Um die Dämpfungswerte des zusätzlichen Kabels zu implementieren, wird wie folgt vorgegangen:

Aus dem S21-Diagramm des Kabelherstellers werden Werte für die Dämpfung bei unterschiedlichen Frequenzen ermittelt.

Frequenz [GHz]	Dämpfungswert [dB]
1	0,5
2	0,8
3	0,95
4	1,05
5	1,15
6	1,25
7	1,35
8	1,45
9	1,55
10	1,65
12	1,84
14	2,0
16	2,14
18	2,27
22	2,45
26.5	2,8
33	3,06
40	3,52

Tabelle 4: Ermittelte Dämpfungswerte für ein zusätzliches Mikrowellenkabel bis 40GHz

Nach der Ermittlung der Kabeldämpfung erfolgt eine frequenzweise Addition dieser Werte zu den Antennenfaktoren. Damit werden die Antennenfaktoren künstlich „verschlechtert“. Da die Antennenfaktoren ebenfalls in dB angegeben werden, ist dies ein legitimer Weg. Anschließend werden neue Dateien für die Antennenfaktoren erzeugt und in den Spektrumanalysator geladen.

### 4.3.2 Testaufbau unterhalb 1GHz

Um den Frequenzbereich unterhalb 1GHz abdecken zu können, ist folgende Hardware-Konfiguration nötig:

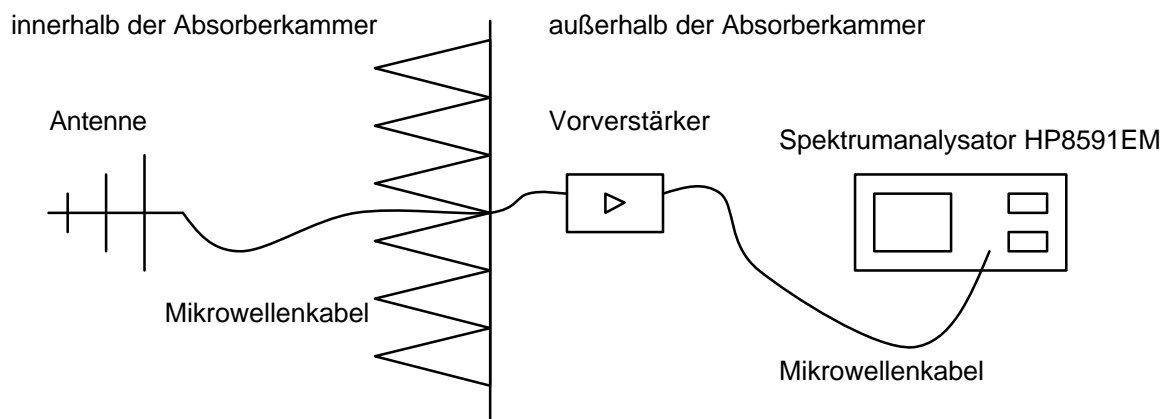


Abbildung 79: Hardwarekonfiguration für Messungen unterhalb 1GHz

Die Einflussfaktoren für die Komponenten

- Antenne
- Mikrowellenkabel (drei)
- Verstärker

müssen in den Spektrumanalysator übertragen werden, damit eine Messung der Störfeldstärke in dB $\mu$ V/m gemessen werden kann. (Siehe Gl.16.)

Bei dem für diesen Aufbau verwendeten Spektrumanalysator HP8591EM ist die getrennte Eingabe von Korrekturwerten für Antennenfaktoren, Kabeldämpfungen und Verstärkerdaten möglich.

#### Eintragen der Antennenfaktoren

Die Antennenfaktoren für die logarithmisch periodische Antenne (UHALP 9108 A1) sind für Messungen unter Fernfeldbedingungen angegeben. Es sind Freiraum-Antennenfaktoren. Für kürzere Messentfernungen (10 bis 1m) müssen diese Faktoren korrigiert werden. Es sind keine Fernfeldbedingungen mehr zu erwarten. Bei logarithmisch periodischen Antennen geht das frequenzabhängige resonante Element mit in die Messentfernung ein.

Bei den verschiedenen Frequenzen verändert sich bei den Antennen der Abstand vom Phasenzentrum zur Mitte der Antenne. Dies wird durch einen Korrekturfaktor  $k_x$  berücksichtigt. [Sch99]

$$k_x = 20 \cdot \lg \frac{(x-p)}{x} \quad [\text{Gl.23}]$$

Mit: x: tatsächliche Messentfernung in Metern  
p: Abstand des aktiven Phasenzentrums von der Antennenmitte

Dieser Korrekturfaktor  $k_x$  muss zu den vom Hersteller ermittelten Freiraum-Antennenfaktoren hinzu addiert werden.

Die Werte für die modifizierten Antennenfaktoren können entweder per Hand in das speziell dafür vorgesehene AMPCOR ANTENNA-Register eingetragen oder via GPIB in den Spektrumanalysator gesendet werden.

Danach stehen die Werte im entsprechenden Amplituden-Korrektur-Register zur Verfügung. Anschließend können diese Faktoren auf einer RAM-Karte gespeichert werden.

(Weitere Ausführungen dazu im **Anhang D**.)

### **Ermittlung von Koaxialkabeldämpfungen**

Zur Bestimmung der frequenzabhängigen Kabeldämpfungen werden auch hier die S21-Diagramm der Kabelhersteller verwendet. Aus diesen Diagrammen werden die Dämpfungswerte und die zugehörigen Frequenzen ausgelesen. Aus den ermittelten Werten wird eine Korrekturdatei erstellt.

Die erzeugte Datei kann in die entsprechenden Amplituden-Korrektur-Register (AMPCOR CABLE) des Spektrumanalysators geladen werden.

Danach stehen die Werte im Spektrumanalysator zur Verfügung. Anschließend können auch diese Faktoren auf einer RAM-Karte gespeichert werden.

### **Eintragen der Verstärkerfaktoren**

Ein weiterer Vorteil des Spektrumanalysators ist, dass auch negative Dämpfungswerte in die Amplituden-Korrektur-Register eingetragen werden können. Dies ist zum Beispiel für die Verwendung eines Vorverstärkers wichtig. Dafür steht der Register AMPCOR OTHER zur Verfügung.

Weitere Einzelheiten sind im **Anhang D** zu finden.