

## Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere des Eides statt, dass ich die entsprechend gekennzeichneten Teile der vorliegenden Diplomarbeit selbstständig verfasst, keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie alle wörtlich oder sinngemäß übernommenen Stellen in der Arbeit gekennzeichnet habe.

Ferner gestatte ich der Höheren Technischen Lehr- und Versuchsanstalt Rankweil (HTL), die entsprechend gekennzeichneten Teile der vorliegenden Diplomarbeit unter Beachtung insbesondere datenschutz- und wettbewerbsrechtlicher Vorschriften für Lehre und Forschung zu benutzen.

## Declaration of Oath

I declare by oath that all accordingly indicated parts of my thesis (diploma) were independently written by myself, no other than the indicated sources and aids were used and that all parts of the thesis which have been taken over either literally or in a general manner have been accordingly indicated. Furthermore I permit the higher technical college and laboratory Rankweil (Höhere Technische Bundeslehr- und Versuchsanstalt Rankweil - HTL) to use the accordingly indicated parts of the thesis (diploma), paying especial attention to data security and competition regulations, for teachings and research.

Rankweil, 14.05.2003

\_\_\_\_\_  
Hug Elisabeth

\_\_\_\_\_  
Sandholzer Markus

\_\_\_\_\_  
Scheidbach Daniel

\_\_\_\_\_  
Schranz Christoph

## Inhaltsverzeichnis

<b>Inhalt</b>	<b>Seite</b>
<b>1. Allgemeines</b>	<b>4</b>
1.1 Abstract Deutsch / Englisch	4
1.2 Kurzbeschreibung Deutsch / Englisch	5
1.3 Gruppeneinteilung	7
1.4 Pflichtenheft	9
1.5 Eigenschaften des Mikrofons	16
<b>2. Schnittstellenadapter V 2.0</b>	<b>18</b>
2.1 Blockschaltbild	18
2.2 Allgemeines	18
2.3 Technische Voraussetzungen	20
2.4 Beschreibung der einzelnen Blöcke	21
2.5 Fertigungsunterlagen	29
<b>3. FLIRT ANALOG</b>	<b>39</b>
3.1 Filter	39
3.2 Multiplizierer	56
3.3 Oszillator	57
3.4 Teiler	73
3.5 Fertigungsunterlagen	93
<b>4. FLIRT DIGITAL</b>	<b>108</b>
4.1 Hardwarebeschreibung	108
4.2 Softwarebeschreibung	111
4.3 Programmbeschreibung	114
4.4 Filterdesign	134
4.5 Messungen	145
4.6 Schnittstellenadapter	148
<b>5. Netzteil</b>	<b>160</b>
5.1 Allgemeines	160
5.2 Transformator	160
5.3 Gleichrichter	161
5.4 Spannungsregler	161
5.5 Berechnung der Schaltung	162
5.6 Fertigungsunterlagen	163

<b>Inhalt</b>	<b>Seite</b>
<b>6. Verstärker</b>	<b>171</b>
6.1 Schaltung	171
6.2 Berechnung der Verstärkung	173
6.3 Berechnung der Grenzfrequenzen	173
6.4 Schaltungsdesign	174
6.5 Fertigungsunterlagen	174
<b>7. Limiter</b>	<b>181</b>
7.1 Blockschaltbild	181
7.2 Funktionsbeschreibung	181
7.3 Schaltungsbeschreibung	182
7.4 Simulation in PSpice	183
7.5 Fertigungsunterlagen	183
<b>8. Fertigungsunterlagen Gehäuse</b>	<b>190</b>
8.1 Allgemein	190
8.2 Anordnung der Bauteile	190
8.3 Fertigungszeichnungen	193
8.4 Montageanleitung	198
<b>9. Sonstiges</b>	<b>200</b>
9.1 Messungen	200
9.2 Zeitplan	237
9.3 Arbeitskalender	238
9.4 Quellverzeichnis	245
9.5 Danksagung	246

# 1. Allgemeines

## 1.1 Abstract

### **Abstract in Deutsch:**

Unsere Aufgabe ist es, ein Zusatzmodul zu fertigen, welches an handelsübliche Funkgeräte angeschlossen werden kann. Dieses Modul soll das Sprachsignal im Frequenzband von 300Hz bis 3kHz codieren bzw. decodieren, so dass es nicht mehr zu verstehen ist. Dieses Modul soll einmal digital und einmal analog realisiert werden. Für die digitale Variante wird das Sharc – DSP Board EZ Kit Lite verwendet. Die Kodierung bzw. Dekodierung erfolgt mittels einer Modulation. Das Sprachsignal wird mit 3.3 kHz Frequenz amplitudenmoduliert und anschließend das obere Seitenband mit einem Bandpass weggefiltert. Das Ausgangssignal entspricht dann dem frequenzmäßig gespiegeltem Eingangssignal.

### **Abstract in English:**

Our task is to manufacture a module which you can connect to a radio device. This module can encode respectively decode voice signal in the frequency band from 300Hz to 3kHz, so that you can't understand it. This module should be designed as an analogous and a digital solution. For the digital version we use the Sharc – DSP Board. The encoding respectively decoding is done by an amplitude modulation. The voice signal is multiplied with a 3.3 kHz frequency and after that the upper sideband is filtered with a bandpass. The output signal is equivalent to the mirrored input signal.



## 1.2 Kurzbeschreibung

### Deutsche Kurzbeschreibung

Da wir in unserer Projektgruppe zwei Personen haben, die sich aktiv mit CB – Funkgeräten beschäftigt haben, hatten wir als Projektvorschlag ein Sprachkodierungssystem für ein CB - Funkgeräte.

Auf den Namen „FLIRT“ kamen wir dadurch, dass es beim CB – Funkgerät jedem beliebigen Empfänger möglich ist, die geführte Kommunikation abzuhören, wenn man sich auf demselben Kanal befindet.

Wir suchten eine Lösung, die nur ein Zubehörmodul benötigt, um eine Verschlüsselung durchzuführen, ohne eine technische Änderung am CB – Funkgerät vorzunehmen.

Als einen einfachen Lösungsweg betrachteten wir die Spiegelung des Sprachbandes.

Durch eine Messung fanden wir heraus, dass die Bandbreite des übertragenden Sprachsignals zwischen 300 Hz und 3 kHz liegt.

Als wir uns über die Realisierung der Frequenzspiegelung Gedanken machten, kamen wir auf zwei Lösungen.

Eine davon sollte mit einem Signalprozessor realisiert werden und eine in der analog Technik.

Zur Unterstützung für die digitale Realisierung mittels Signalprozessor, stellte uns die HTL ein DSP – Board der Firma „Analog Devices“ mit der Kurzbezeichnung „Sharc“ zur Verfügung. Dieses Board besitzt einen schnellen Signalprozessor mit zwei analoge Eingänge sowie zwei analoge Ausgänge.

Die analoge Realisierung beruht auf der Filterung und der Modulation mit einem Multiplizierer. Auch wird für den Multiplizierer ein Oszillator benötigt, der sehr stabil schwingen sollte.

Das Flirt – Modul soll sowohl kodieren als auch dekodieren können. Da es sich bei unserem Projekt um eine Modulation handelt, kann unser Modul beide Eigenschaften übernehmen.

Es muss nur darauf geachtet werden, ob das Signal empfangen oder gesendet wird.

Dies kann durch die Sendetaste des CB – Funkmikrofons erreicht werden.

## **English short description about “Flirt”**

In our group there are two people who are using CB – radio at home as a hobby and these two people had the idea to develop a encoding system for CB – radio. A very important fact about CB – radio is that everyone with a radio set is able to listen to your sometimes private conversations when he adjusts the same channel. We have chosen the name “Flirt” for our project, because with this module it’s impossible to listen to your conversations and so you are able to broadcast private things and your deepest feelings.

It was our goal to develop an add on module for encoding and decoding the audio signal, so it should not be necessary to modify the radio set.

To encode the voice signal we modulate it with 3.3kHz. As a result of this modulation we get a mirrored voice signal and this signal will be transmitted. The frequency band of the transmitted signal reaches from 300Hz up to 3kHz.

We decided to split our group up in two teams. One group did this project as an analogous version and the other group as a digital version.

The base for the digital version is a DSP-Board from Analog Devices called “SHARC EZ-KIT”. This board disposes a digital signal processor, two AD/DA converters and two analogous inputs and outputs.

The analogous solution is based on filtering and a modulation with a multiplier. For this multiplier is needed a very stable oscillator.

The “Flirt” – Module should be able to encode and decode. Because we are using a modulation to encode, it’s possible to develop both features with the same hardware. The digital version executes both modes at the same time. If you use the analogous version it must be checked if the signal is sent or received. You can do this by checking the state of the sending button (PTT).

## 1.3 Projektgruppe Flirt

### Projektgruppe ANALOG

#### Elisabeth Hug



Geb. Datum: 27.09.82

Adresse: Böckwies 19  
6841 Mäder

E – Mail: [elisabeth.hug@gmx.at](mailto:elisabeth.hug@gmx.at)

Aufgaben: Erstellung Zeitplan  
Tiefpass Design  
Bandpass Design  
Bestellungen  
Pflichtenheft

#### Markus Sandholzer



Geb. Datum: 09.04.1982

Adresse: Rheinstr. 50  
6744 Altach

E – Mail: [markus.sandholzer@vol.at](mailto:markus.sandholzer@vol.at)

Aufgaben: Projektleitung  
Oszillator Design  
Teiler Design  
Schnittstellenadapter Design  
Messungen

## Projektgruppe DIGITAL

### Daniel Scheidbach



Geb. Datum: 29.8.1984  
Adresse: Im Tobel 20  
6820 Frastanz  
E – Mail: [daniel\\_scheidbach@hotmail.com](mailto:daniel_scheidbach@hotmail.com)  
Aufgaben: Verstärker  
Schnittstellenadapter Digital  
Limiter  
Gehäuse  
Programmierung Sharc

### Christoph Schranz



Geb. Datum: 30.07.1984  
Adresse: Vorderlandstraße 29c  
6830 Rankweil  
E – Mail: [christoph.schranz@aon.at](mailto:christoph.schranz@aon.at)  
Aufgaben: Netzteile  
Digitales Filterdesign  
Programmierung Sharc

### Projektbetreuer



Dipl. Ing. Christoph Büsel  
E - Mail: [christoph.buesel@aon.at](mailto:christoph.buesel@aon.at)



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

## 1.4 Pflichtenheft

### 1) Aufgabenstellung

Unsere Aufgabe ist es, ein Zusatzmodul zu fertigen, das an handelsübliche CB – Funkgeräte angeschlossen werden kann. Dieses Modul soll eine Audiokodierung des Frequenzbandes zwischen 300 Hz bis 3 kHz vornehmen, damit das kodierte Signal nicht mehr verständlich ist.

Die Kodierung soll einmal analog und einmal digital erfolgen.

Es sollen je zwei Module hergestellt werden, damit die Funktion des "FLIRT" vorgeführt werden kann.

Das Modul soll erkennen, ob ein gesendetes oder ein empfangenes Signal eingespeist wird, und soll dann je nach Signaltyp kodieren bzw. decodieren.

### 2) Namensgebung

Wir haben den Namen „FLIRT“ gewählt, weil das Gerät zum Beispiel für das Flirten bestens geeignet ist.

### 3) CB - Funkgerät

Wir benutzen für unser Projekt ein CB – Funkgerät der Marke TEAM (auch unter der Marke Conrad bezeichnet). Wir müssen uns auf diese Marke beschränken, weil die Mikrofonschnittstellen nicht genormt sind.

Des Weiteren haben wir uns für das CB – Funkgerät entschieden, weil dieses postgenehmigt ist und keine weiteren Anschaffungskosten entstehen.

Wir beschränken uns dabei auf schulinterne Versuchsstrecken, um die gesetzlichen Vorschriften nicht zu verletzen.

Technische Spezifikationen

Frequenzbereich:	26.965 bis 27.695
Bandbreite:	3kHz
Kanalanzahl:	40
Modulationsart:	FM
Ausgangsleistung:	4 W
Versorgungsspannung:	12 V DC oder 220 V AC (interner Netztrafo)

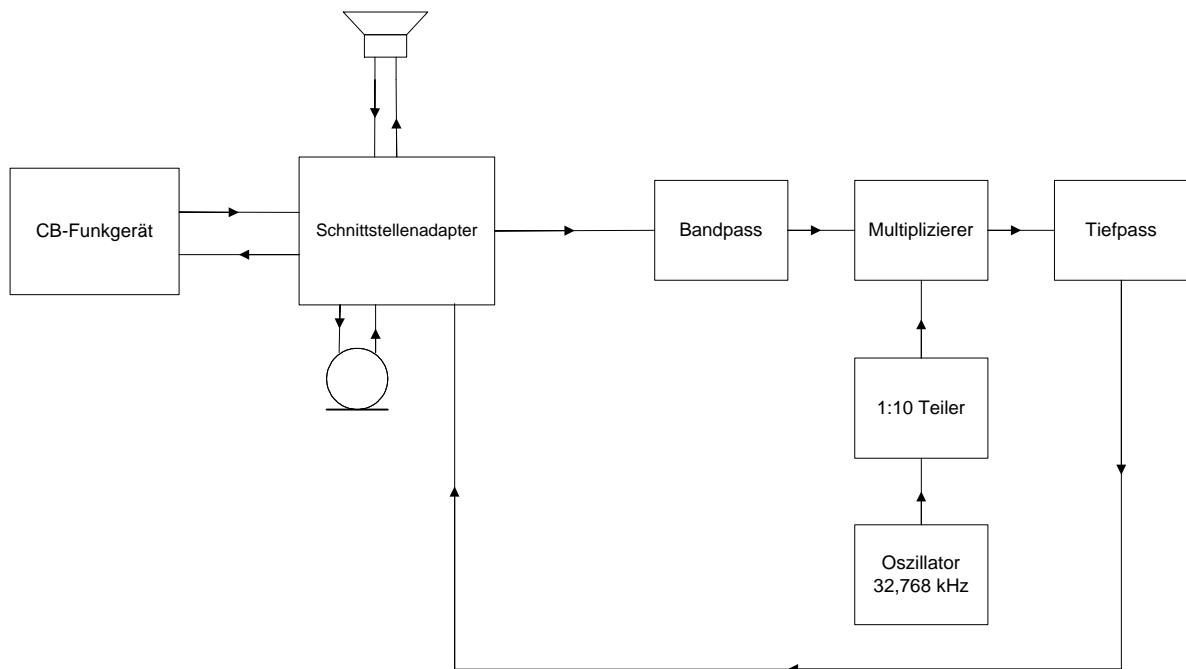
## 4) Lösungswege

### 4.1) analoge Realisierung

#### Beschreibung

Die Kodierung im analogen System erfolgt über eine Modulation und anschließende Filterung des unteren Seitenbandes (ESB). Dadurch wird eine Spiegelung des Frequenzspektrums erreicht. Die Bandbreite dieser Modulation beträgt 3.3 kHz.

#### Blockschaltbild





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

## Blockfunktionen

### Schnittstellenadapter

#### Schnittstellenseite CB – Funkgerät

- Eingänge:
- Lautsprechersignal
  - +12V
  - GND
- Ausgänge:
- PTT Signal
  - Codiertes Signal zum Senden
  - UP/DOWN Signal

#### Schnittstellenseite Mikrofon

- Eingänge:
- +12 V
  - GND
  - Lautsprechersignal
- Ausgänge:
- PTT
  - Modulationssignal
  - UP / DOWN – Signal

#### Schnittstellenseite Flirt

- Eingänge:
- Modulationssignal
  - GND
  - Lautsprechersignal (Klinkenstecker)
  - PTT
- Ausgänge:
- Codiertes Modulationssignal

### Mikrofon

speist das Modulationssignal in die Schaltung ein. Das PTT – Signal und das UP/DOWN Signal werden direkt an das CB – Funkgerät durchgeschleift.

### Multiplexer

Über das PTT – Signal wird je nach Zustand das gesendete- / empfangene Signal zum Bandpass durchgeschaltet.



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

### **Bandpass**

Der Bandpass filtert das Audiosignal, sodass bei der Modulation ein möglichst sauberes gespiegeltes Signal erzeugt wird. Der Bandpass besteht aus einem Hochpass und einem Tiefpass. Diese Kombination wird mehrmals nacheinander geschaltet, um eine gute Sperrdämpfung zu bekommen. Bandbreite: 300 Hz bis 3 kHz.

### **Modulator**

Der Modulator multipliziert das aufbereitete Audiosignal mit der Oszillatorfrequenz von 3.3 kHz. Im Frequenzbereich ergibt sich ein ZSB – AM Signal, von dem dann nur das untere SB verwendet wird.

### **Oszillator**

Der Oszillator wird durch einen Quarzoszillator realisiert. Es wird ein Quarz mit 33 kHz eingesetzt.

### **Sinus- / Rechteckformer**

Diese Umformung ist für den nach geschalteten Teiler notwendig. Das Tastverhältnis sollte 1:1 betragen, die Amplitude TTL – Pegel.

### **Teiler**

teilt die Oszillatorfrequenz durch 10, sodass eine Modulationsfrequenz von 3.3 kHz entsteht. Diese 3.3 kHz werden für die Modulation verwendet.

### **Tiefpass**

filtert das Frequenzspektrum, sodass nur noch das Grundfrequenzband von 300 Hz – 3.3 kHz vorhanden ist.



## Demultiplexer

Schaltet das kodierte Signal auf den Modulationsausgang vom CB – Funkgerät, beziehungsweise das dekodierte Signal auf den flirtinternen Lautsprecher.

## Lautsprecher

Da es uns unmöglich ist, den Lautsprecher des CB – Funkgerätes zu benutzen, wird hier noch ein zusätzlicher Lautsprecherausgang beziehungsweise ein interner Lautsprecher hinzugefügt. Es ist noch ein Verstärker notwendig, um den Lautsprecher anzusteuern.

## 4.2) Digitale Realisierung

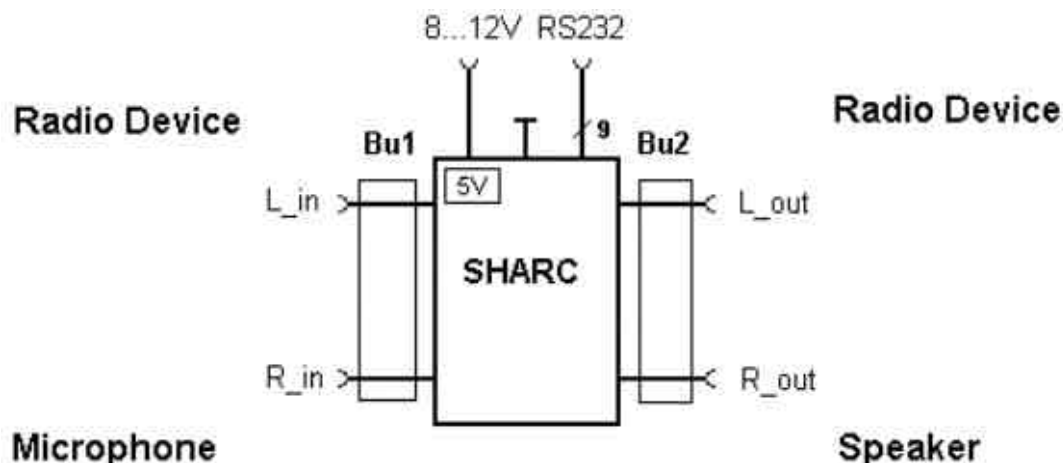
### Beschreibung:

Die digitale Codierung soll als erstes nur eine Frequenzspiegelung (siehe analoge Realisierung) durchführen. Die Eingangssignale werden über ein DSP - Board digitalisiert, verarbeitet, und über einen D/A Konverter weitergeleitet. Wir verwenden eine modifizierte Version des Schnittstellenadapters der analogen Lösung. Dieser begrenzt alle Pegel auf 1Vpp max., und benötigt keine Signalumschaltung durch die PTT-Taste mehr. Für die Programmierung des DSP dient ein C - Compiler von der Herstellerfirma des Boards (Analog Devices). Sie erfolgt über RS – 232 (Flash Download).

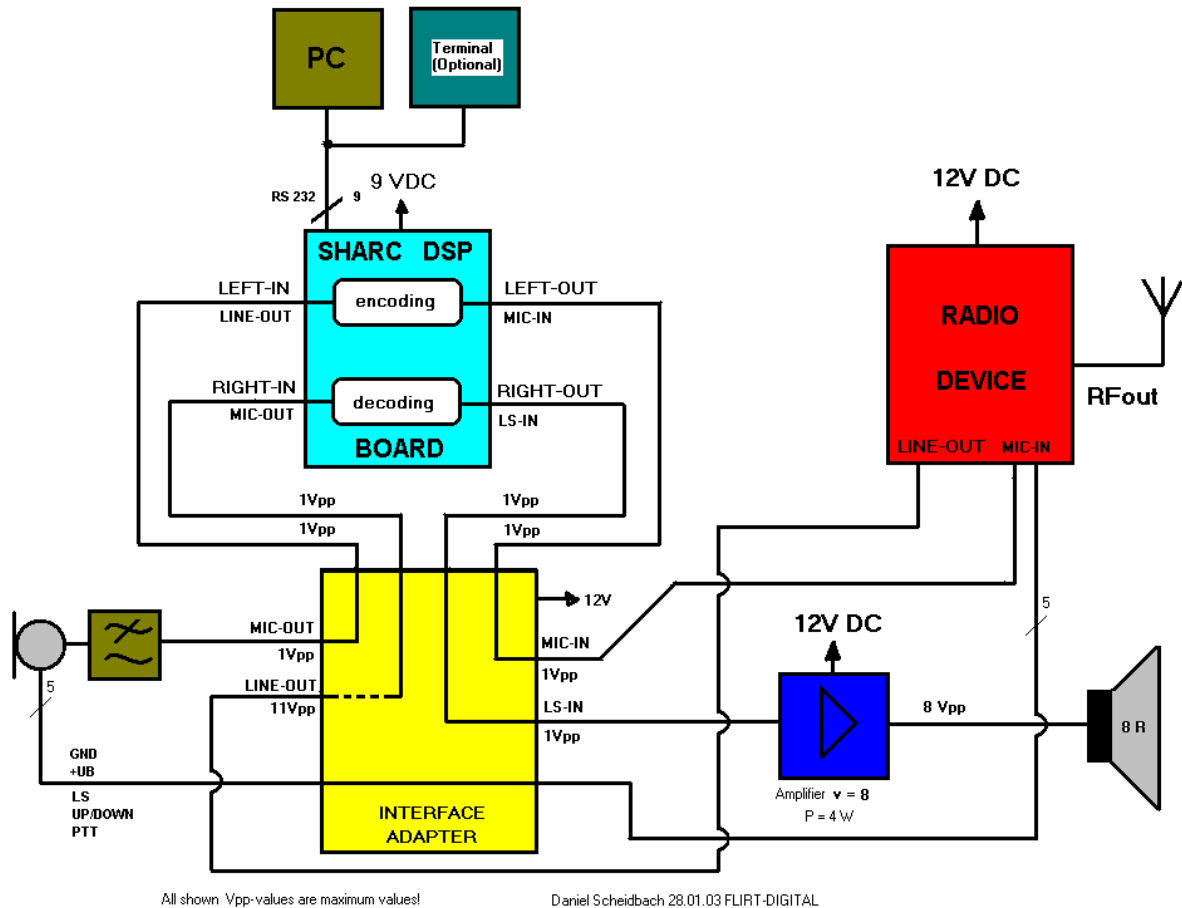
### Blockschaltbilder:

- **DSP Board:**

Wir verwenden für die digitale Realisierung das DSP - Board „SHARC EZ-KIT LITE“, welches über eine serielle Schnittstelle (RS232) und je einen Stereo-Ein- und Ausgang über Klinkenbuchsen verfügt.



• Allgemeines Blockschaltbild:



Interface Adapter:

Der im Blockschaltbild angeführte Interface Adapter hat zwei Anschlüsse mehr als die Schaltung der analogen Lösung. Hier kommt es nicht zu Umschaltvorgängen durch die PTT-Taste, weil unser DSP-Board über je 2 Ein- und Ausgänge verfügt und somit in der Lage ist, Codierung und Decodierung gleichzeitig durchzuführen. Wir werden also vom Schnittstellenadapter der analogen Lösung die von uns benötigten Signale anzapfen und auf neue Anschlüsse führen, sodass er für beide Lösungswege verwendet werden kann.

Benötigte Anschlüsse:

**MIC-OUT**

**LINE-OUT** (Lautsprecherausgang vom Funkgerät)

**MIC-IN** (Mikrophoneingang des Funkgerätes)

**LS-OUT** (Eingang der Verstärker / Lautsprecher-Stufe)

**PTT** (falls Realisierung mit nur einem Signalweg, sonst nicht verwendet)

## Programmierung:

### .. Allgemein:

Es soll auf eine ressourcenschonende Programmierung und Datenverwaltung Wert gelegt werden. Für die Softwareinitialisierung des DSP-Boards dürfen wir ein vorhandenes Beispielprogramm verwenden, in das wir unsere Interruptroutine, die die eigentlichen Signalveränderungen herbeiführt, einfügen sollen.

### .. Bandpass:

Zur Bandbreitenbegrenzung programmieren wir ein Bandpassprogramm, das sowohl das Eingangssignal als auch das veränderte Ausgangssignal des SHARC-DSP-BOARDS filtern wird. Es wird als Cauer-Filter zehnter Ordnung mit Koeffizienten aus der Matlabberechnung (Toolbox – Filterdesign) realisiert.

### ◆ Frequenzspiegelung:

Da die diskreten Eingangsamplitudenwerte des DPS-Boards in einem Feld (Array) gespeichert sind, können wir jeden Abtastwert für sich mathematisch verändern. Es soll eine Frequenzspiegelung durch Modulation und anschließende Filterung realisiert werden. Als Filter soll der von uns programmierte Bandpass verwendet werden.

## Pegel:

- DSP Board:

Verfügt über LINE-PEGEL Ein- und Ausgänge, d.h. 1Vpp max.

- Verstärker:

Eingangspiegel:

MIN: 0 V<sub>ss</sub>   TYP: 0.8 V<sub>ss</sub>   MAX: 1 V<sub>ss</sub>

Ausgangspiegel:

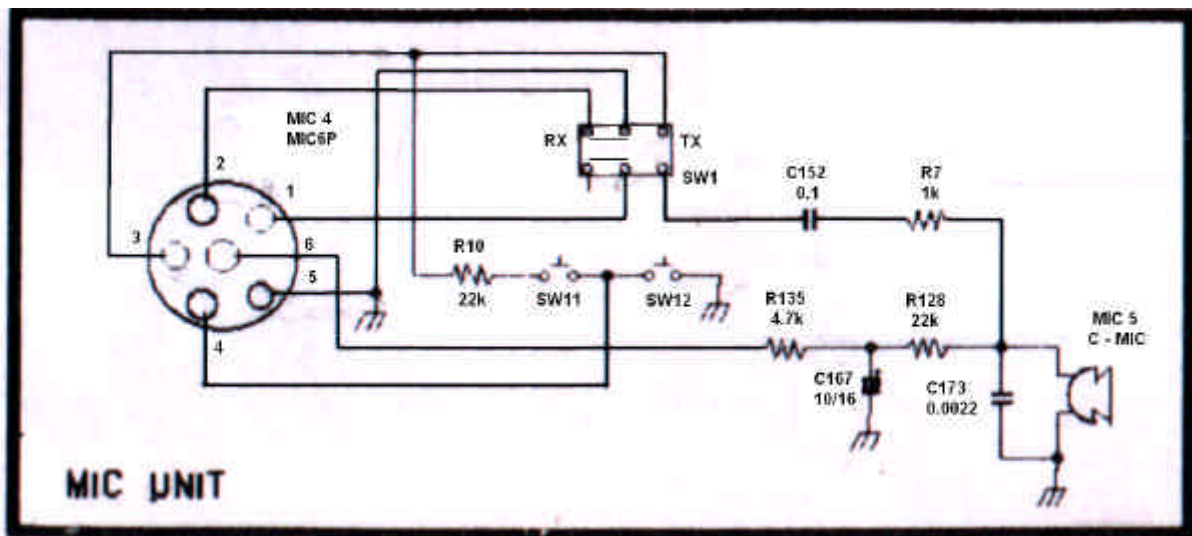
MIN: 0V<sub>ss</sub>   TYP: 8.8 V<sub>ss</sub>   MAX: 10 V<sub>ss</sub>

## 1.5 Eigenschaften des Mikrofons

Das Mikrofon verfügt über einen 6 poligen Stecker deren Pinbelegung wie folgt ist:

- |   |                        |
|---|------------------------|
| 1 | Modulation             |
| 2 | Lautsprecher           |
| 3 | PTT                    |
| 4 | UP/DOWN                |
| 5 | Masse                  |
| 6 | + U <sub>B</sub> (12V) |

## Schaltplan des Mikrofons



## Funktion des Mikrofons

Die Versorgungsspannung des Mikrofons liegt zwischen 8 und 12 Volt.

Scheidbach Daniel, Schranz Christoph

### Annahme 1) PTT – Taste nicht gedrückt

Bei dieser Stellung befindet sich das CB – Funkgerät im Empfangsmodus.

Das heißt, dass der Lautsprecher im CB – Funkgerät auf Masse geschaltet wird. Somit kann das Empfangssignal über den Lautsprecher ausgegeben werden.

Das Potential des PTT – Signals befindet sich in diesem Zustand auf einem offenem Potential.

Das heißt, dass der interne Pull – Down Widerstand im CB – Funkgerät nicht mit GND verbunden ist, somit liegt das Versorgungspotential auf der PTT – Leitung.

Daraus folgt, wenn UB auf der PTT – Leitung anliegt, wird das CB – Funkgerät in Empfangsmodus geschaltet.

Das Modulationssignal, das über das Mikrofon erzeugt wird, wird nicht zum CB – Funkgerät durchgeschaltet.



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

## **Annahme 2) PTT – Taste gedrückt**

Wenn die PTT – Taste gedrückt wird, wird das Potential von der PTT – Leitung auf GND gezogen. Somit kann gesagt werden, dass das CB – Funkgerät im Sendemodus betrieben wird, wenn auf der PTT – Leitung GND anliegt.

Zudem wird das Modulationssignal auf den Pin 1 geschaltet, die Verbindung des Lautsprechers auf GND wird aufgetrennt, somit ist dieser ohne Funktion.

## **UP/DOWN Taste**

Die UP/DOWN – Taste wird von uns nicht benötigt. So müssen wir uns nicht länger um diese kümmern, da wir diese Leitung beim Schnittstellenadapter direkt zum CB – Funkgerät schalten.

## **Modulationssignal**

Laut einer Messung des Modulationssignals haben wir einen Pegel von maximal 1V<sub>ss</sub> gemessen (siehe Protokoll „Anschlussbelegung Mikro II“).

Bei der Bandbreitenmessung mittels Signalgenerator konnten wir eine Bandbreite des Sprachsignals von 300 Hz bis 3.3 kHz feststellen.

Bei der Messung des Signals mit angeschlossener Antenne ergibt sich eine eingestrahelte Überlagerung des NF - Signals mit der Sendefrequenz von ca. 27 MHz.

Diese Frequenz wird mittels Tiefpass im CB – Funkgerät gefiltert und dann zur Modulation weitergeführt.

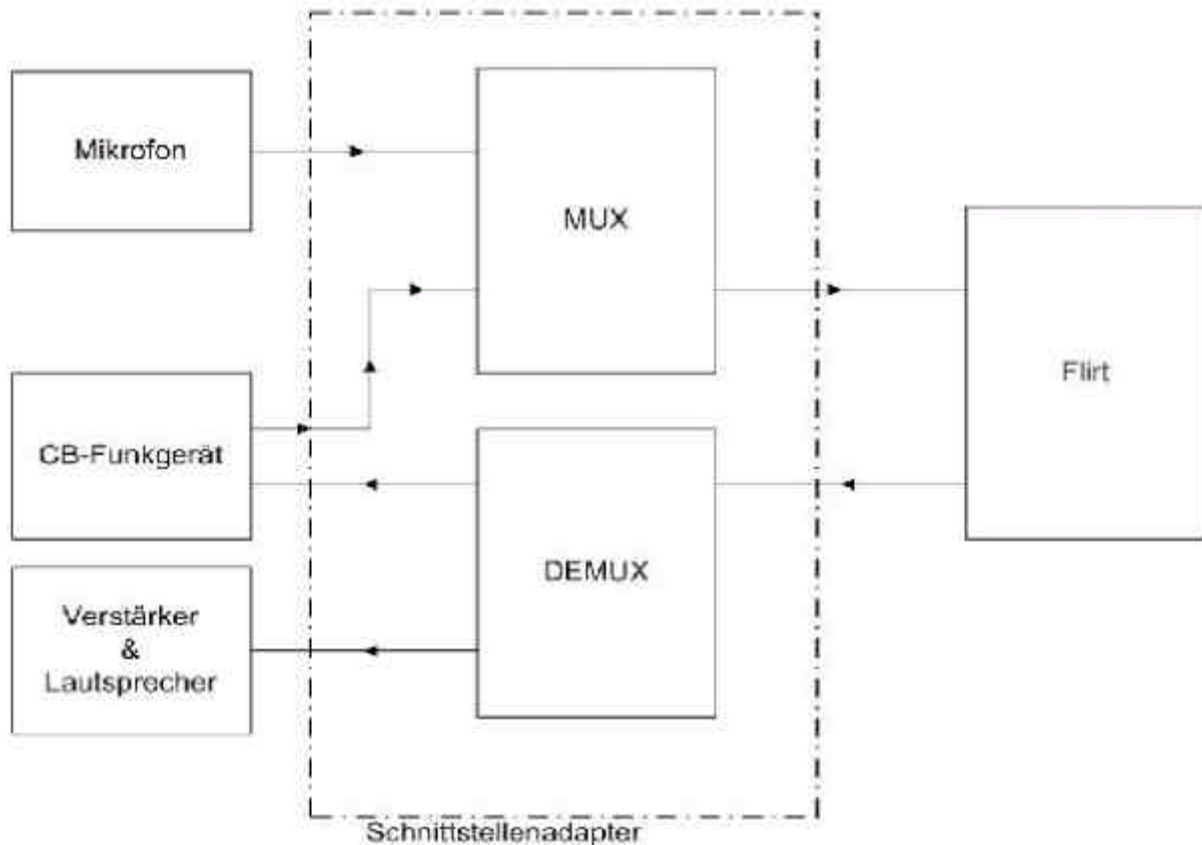
## **Lautsprechersignal**

Auf der Lautsprechersignalleitung liegt GND, wenn sich das CB – Funkgerät im Empfangsmodus befindet. Es wird der Lautsprecher, der im CB – Funkgerät eingebaut ist, auf Masse geschaltet.

Dadurch wird der Lautsprecher erst dann aktiv, wenn sich das CB – Funkgerät im Empfangsmodus befindet.

## 2. Schnittstellenadapter V 2.0

### 2.1 Blockschaltbild



### 2.2 Allgemeines

Der Schnittstellenadapter kommuniziert zwischen Mikrofon, CB - Funkgerät, Verstärker und dem Flirt - Modul.

Der Schnittstellenadapter übernimmt die Pegelwandlung des Phone - Eingangs (empfangenes codiertes Signal vom CB - Funkgerät), da das Signal je nach Lautstärkepegel bis zu 10 V<sub>ss</sub> erreichen kann. Dieses Signal wird über einen Spannungsteiler geführt, dass sich eine maximaler Amplitude von 1 V<sub>ss</sub> ergibt.

Der Schnittstellenadapter wurde in zwei unterschiedliche Signalwege geteilt und auf einer Platine aufgebaut. Einmal für das digitale Flirt - Modul und einmal für das analoge Flirt - Modul.

## digitales Flirt:

Hier werden alle Pegel auf max. 1 V<sub>ss</sub> heruntergeteilt und dann direkt auf die Eingänge des Sharc gelegt. Somit ergeben sich zwei Eingänge (codiertes Empfangssignal und Sendesignal) und zwei Ausgänge (decodiertes Empfangssignal und codiertes Sendesignal).

Zudem muss am Ausgang des Sharc, der auf die Modulationsleitung geführt wird, ein Offset von 6 V geschaltet werden.

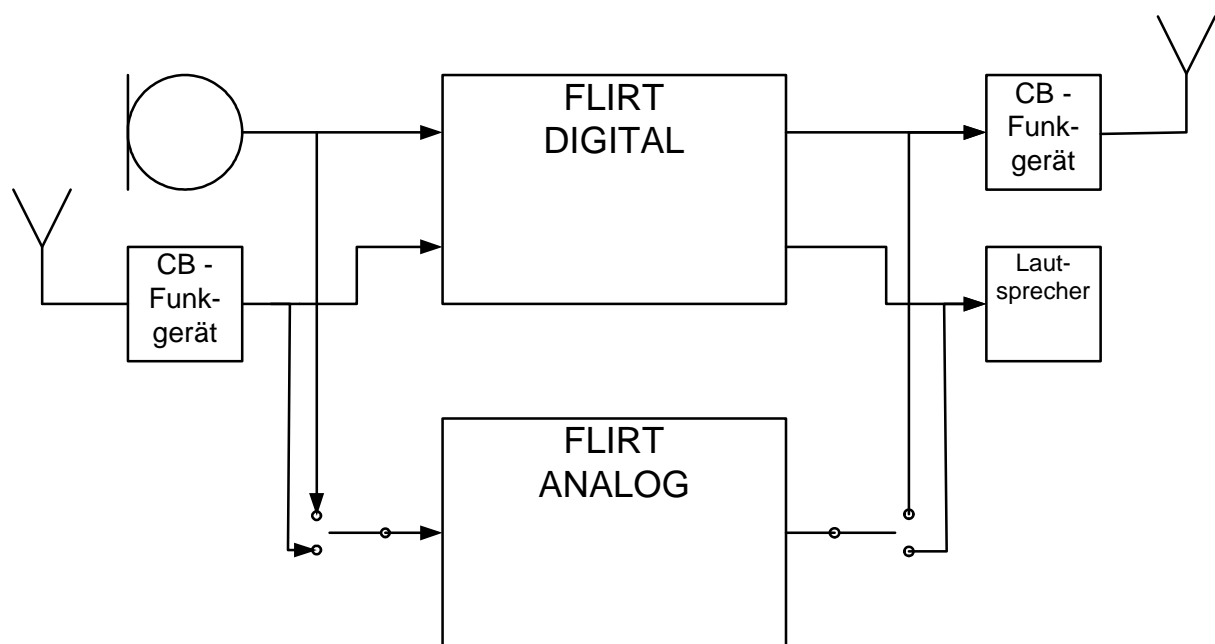
Da die Kodierung und Dekodierung immer alternierend erfolgt, wird das PTT – Signal generell nicht verwendet.

Da jedoch ein Offset an der Sendeleitung notwendig ist, wird über den Multiplexer ein Offset von 6V geschaltet, wenn die PTT – Taste gedrückt wird.

## analoges Flirt:

Hier ist der Aufbau etwas komplexer. Die Signaleingänge von Phones und Mikrofon werden auf einen Multiplexer geführt. Dieser entscheidet über das PTT – Signal, dass durch eine Taste am Mikrofon erzeugt wird, welcher Eingang zum Flirt geschaltet wird. Das kodierte bzw. dekodierte Signal, das vom Flirt wieder zum Schnittstellenadapter geführt wird, kommt wiederum auf einen Multiplexer der je nach PTT - Signal den Signalweg zum Verstärker oder zum CB - Funk verbindet.

## Blockschaltbild auf Schalterebene



## 2.3 Technische Voraussetzungen

Durch die Verwendung des Sharc - Moduls müssen einige Voraussetzungen erfüllt werden, damit die Eingänge nicht übersteuert werden.

### **Pegel für Sharc - Modul**

Max. Eingangspegel: 1 V<sub>ss</sub>

Max. Ausgangspegel: 1 V<sub>ss</sub>

### **Pegel für den Verstärker**

Max. Eingangspegel 1 V<sub>ss</sub>

### **Pegel des Funkmikrofons**

Max. Ausgangspegel 1 V<sub>ss</sub>

### **Pegel des CB – Funkgerätes (MIC – Buchse)**

Max. Eingangspegel 1 V<sub>ss</sub>

Offset 6 V

### **Pegel der Phonebuchse**

Max. Ausgangspegel 10 V<sub>ss</sub>

### **Pegel der PTT – Taste**

Gedrückt mindestens 8 V

Nicht gedrückt 0V



## 2.4 Beschreibung der einzelnen Blöcke

### Das PTT - Signal des Mikrofons

Durch eine Messung haben wir festgestellt, dass über ein Pull - Down Widerstand, der sich im CB – Funkgerät befindet, eine Spannung auf den PIN 3 der Mikrofonbuchse gegeben wird. Wenn nun die Sendetaste (PTT - Taste) gedrückt wird, wird der PIN 3 der Mikrofonbuchse auf Masse gezogen. Somit haben wir beim Senden (PTT - Taste gedrückt) 0 V am Pull - Down Widerstand. Wird jedoch die PTT - Taste nicht gedrückt, so ist der PIN 3 auf kein Signalweg geschaltet (PIN 3 liegt in der Luft). Somit haben wir, wenn die PTT – Taste nicht gedrückt wird, 12 V am Pull - Down - Widerstand.

### Der Komperator

Mit den Widerständen R7 und R8 wird die Schaltschwelle zur Auswertung des PTT - Signal erzeugt.

Berechnung des Potentials an den Widerständen R7 und R8

$$R_8 := 2700\Omega$$

$$R_7 := 2200\Omega$$

$$U_B := 12V$$

$$I := \frac{U_B}{R_7 + R_8} \quad I \text{ ist der Strom der durch den Spannungsteiler fließt.}$$

$$I = 2.449 \times 10^{-3} A$$

$$U_1 := R_7 \cdot I \quad U_1 \text{ ist die Spannung die am negativen Eingang des OP V1 liegt.}$$

$$U_1 = 5.388V$$

Da der OP nicht die Grenzwerte für definierte Funktion erreichen darf (0V für low und 12V für high), habe ich mich für eine Diodenschaltung für die Begrenzung zwischen +/- Eingang entschieden. Die Dioden V3 und V4 benötigen einen Potentialunterschied zwischen Anode und Kathode von ca. 0.7V.

Das heißt, ist das PTT – Tastensignal auf  $U_{PTT} = 8 \dots 12 V$ , wird V3 aktiv. Am Widerstand R9 fällt nun eine Spannung von  $U_{PTT} - 0.7V - 5.388V$  ab.



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

Annahme U<sub>PTT</sub> = 12 V

$$U_{PTT} := 12V$$

$$U_{R9} := U_{PTT} - 0.7V - U_1$$

$$U_{R9} = 5.912V$$

Somit ergibt sich ein Potentialunterschied zwischen U- und U+ von 0.7V, wobei der U+ Pin nicht auf 12V liegt. (12V wegen Grenzwert nicht möglich. Mögliche Spannung ist bis ca. 11 V).

Die Ausgangsspannung am OP – Ausgang ist somit ca. 11V (je nach OP unterschiedlich, da kein Rail to Rail OP).

Wenn nun das PTT – Tastensignal auf  $U_{PTT} = 0 V$ , wird V4 aktiv.

Am Widerstand R9 fällt nun eine Spannung von  $U_1 - 0.7 V$  ab.

Annahme U<sub>PTT</sub> = 0V

$$U_{PTT} := 0V$$

$$U_{R9} := U_1 - 0.7V$$

$$U_{R9} = 4.688V$$

Daraus ergibt sich ein Potentialunterschied von 0.7V zwischen U- und U+, wobei der U+ nicht auf 0 V liegt (Grenzwert!).

Durch diesen Potentialunterschied zwischen den beiden Eingangspins wird der OP- Ausgang auf 1.2 V definiert (0 V wegen Grenzwert nicht möglich, kein Rail to Rail OP).

Diese Ausgangsspannung ist wieder von OP zu OP unterschiedlich.

## Der Multiplexer

Für den Schnittstellenadapter sind zwei Multiplexer notwendig. Einmal für den Signalweg vom Mikrofon bzw. Phones out zum Flirt - Modul und einmal für den Signalweg von Flirt – Modul zum Verstärker bzw. zur Sendeleitung des CB – Funkgerätes.

Nach einigen Nachforschungen entschied ich mich für einen HCF4052B.

Dieser IC enthält zwei Multiplexer, die mit nur einer Schaltspannung geschaltet werden.

Insgesamt hat der HCF4052 2 x 4 Eingänge und 2 x 1 Ausgang, die bidirektional betrieben werden können. In meiner Schaltung verwende ich lediglich den Schaltkanal A.

B und INH werden auf GND geschaltet.

Somit ergeben sich die zwei Eingänge X0 und X1, sowie Y0 und Y1.

Wird am Kanal A 0V angelegt, werden die Kanäle X0 und Y0 auf X und Y geschaltet.

Wird A auf 12 V gelegt, werden die Kanäle X1 und Y1 auf X und Y geschaltet.

Da es sich bei uns ergibt, dass das PTT – Signal nach dem Komperator V1 je nach Zustand der PTT – Taste auf „12V“ bzw. auf „0V“ liegt, wird dieses Signal auf den Schaltkanal A gelegt.

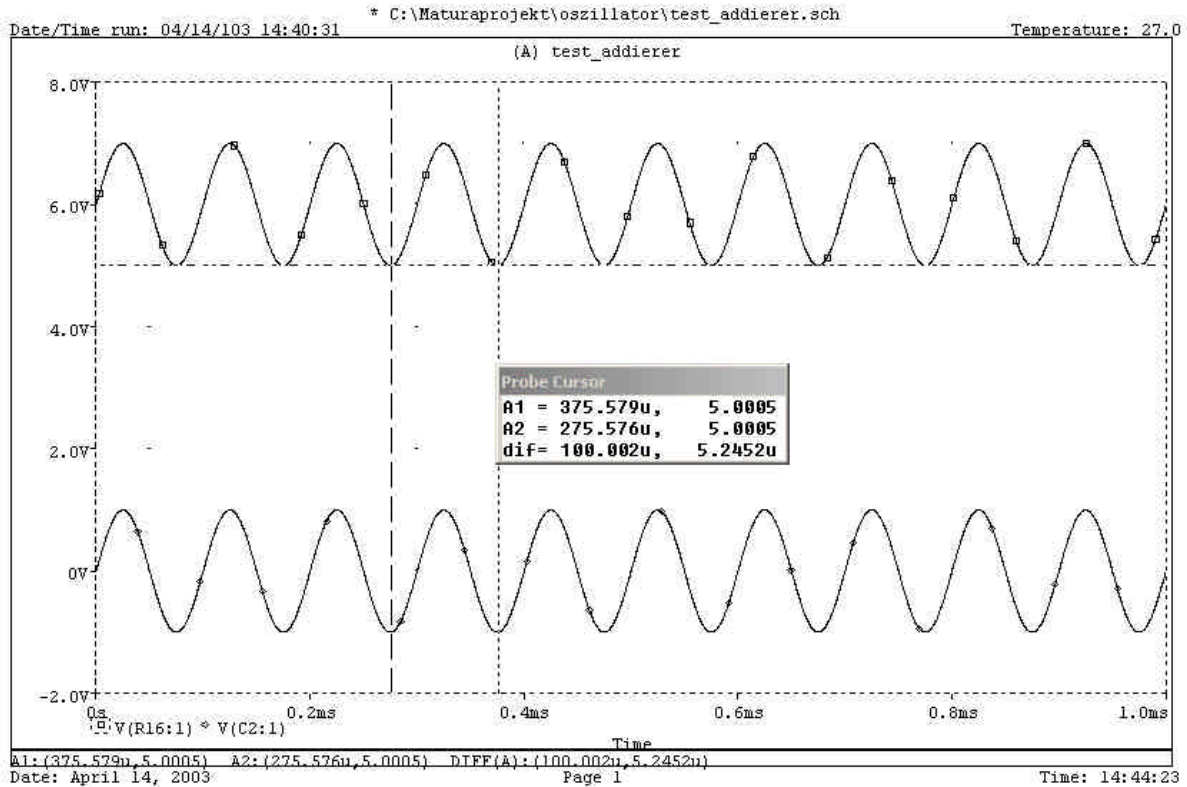
Somit ergibt sich die Anschlussbelegung der Ein- und Ausgänge wie folgt:

- X0 ... Mikrofonsignal
- X1 ... Phonesignal
- Y0 ... Sendeleitung CB - Funkgerät
- Y1 ... Verstärkersignal
- X ... FLIRT IN
- Y ... FLIRT OUT

Da ich für den Multiplexer nur 0V und 12V als Versorgungsspannung habe und das Mikrofonsignal, Phonessignal und das FLIRT OUT – Signal kapazitiv gekoppelt sind, muss bei jedem Eingang noch eine Offsetspannung dazuaddiert werden.

Realisiert habe ich diese Offset - Addition durch einen Spannungsteiler und anschließend je einen Serienwiderstand von 10k Ohm.

### Simulation der Offsetregelung (Frequenz = 10 kHz, U = 2Vss)



Weiters hat der Multiplexer noch eine weitere Funktion.

Wenn das digitale Flirt – Modul an den Schnittstellenadapter angekoppelt ist, muss auf die Sendeleitung ein Offset von 6V geschaltet werden, da ansonsten das Sendesignal nicht erkannt wird.

Da es beim Sharc nicht möglich ist, einen Offset auszugeben, weil die Ausgänge durch einen Serienkondensator gleichspannungsentkoppelt sind, muss er beim Schnittstellenadapter hinzugefügt werden.

Somit kann, wenn die PTT – Taste gedrückt wird, ein Offset von 6 V auf die Sendeleitung geschaltet werden.

## Der Pegelumsetzer

Da das Phone – Signal je nach Lautstärkeregler bis zu 10 V<sub>ss</sub> erreicht und das Sharc – Modul wie auch das analoge Flirt – Modul nur einen maximalen Pegel von 1 V<sub>ss</sub> erreichen dürfen, muss das Phone – Signal auf 1 V<sub>ss</sub> abgeschwächt werden.

Bei meiner Schaltung verwende ich einen Spannungsteiler mit den Widerständen R<sub>4</sub> und R<sub>5</sub>.

Die Abschwächung des Signals berechnet sich wie folgt:

Berechnung der Abschwächung des Phone - Eingangs:

$$U_{\text{Phones}} := 10\text{V}$$

$$R_4 := 10\text{k}\Omega$$

$$R_5 := 1 \cdot \text{k}\Omega$$

U<sub>1</sub> ist die Spannung am C2 (abgeschwächtes Signal)

$$I := \frac{U_{\text{Phones}}}{R_4 + R_5}$$

$$U_1 := I \cdot R_5$$

$$U_1 = 0.909\text{V}$$

$$a := \frac{U_1}{U_{\text{Phones}}} \quad \text{a ist die Abschwächung des Signals}$$

$$a = 0.091$$

Daraus folgt: Wird ein Signal mit einer maximalen Amplitude von 10 V eingespeist, so ergibt sich am Eingang des C3 eine maximale Amplitude von 0.909V.

Diese Schaltung ermöglicht es auch, dass über den Lautstärkeregler am CB – Funkgerät die Lautstärke des Lautsprechers variiert werden kann.

Nach dem Spannungsteiler (Pegelumsetzer) muss noch eine Offsetspannung dazugefügt werden. Hierzu wird zuerst ein Kondensator in Serie geschaltet, der den Offset abblockt.

Nach dem Kondensator wird noch ein Impedanzwandler geschaltet. Hierzu verwende ich einen UA 741, der für unsere Anwendung ausreichend schnell ist und die technischen Daten

für uns erfüllt. Durch den Offset am Eingang kann der Operationsverstärker mit 0V und 12 V betrieben werden.

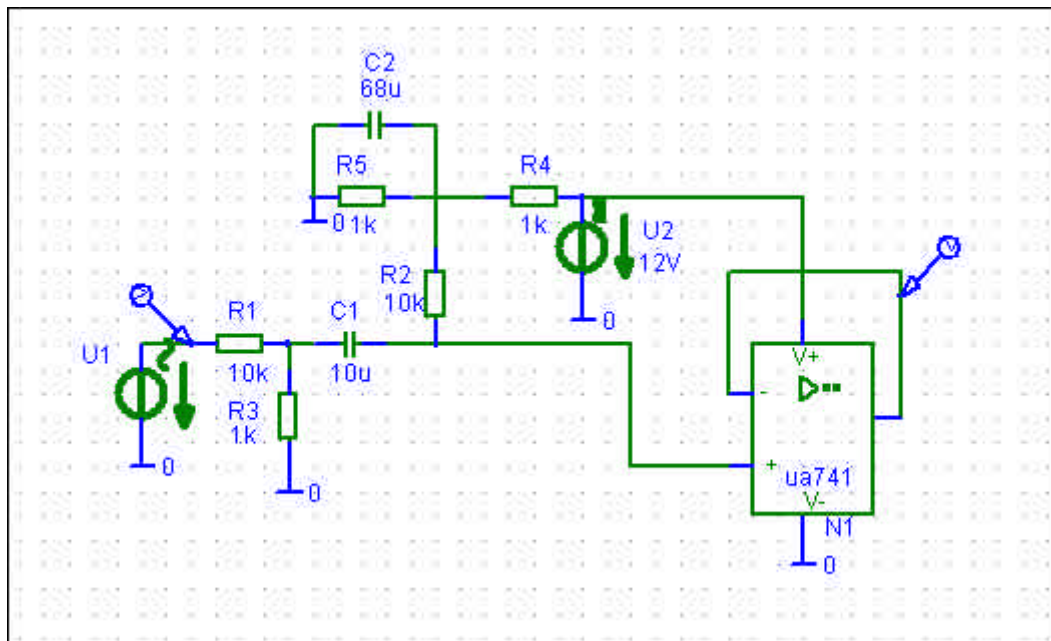
Nach dem Impedanzwandler wird das Signal zum X1 des Multiplexers geführt.

## Der Spannungsteiler

Der Spannungsteiler liefert zwischen den beiden Widerständen ca. 6V (durch die Toleranzen kann sich der Spannungswert etwas ändern).

Der Kondensator wird benötigt, damit der Spannungsteiler wechselstrommäßig auf Masse liegt.

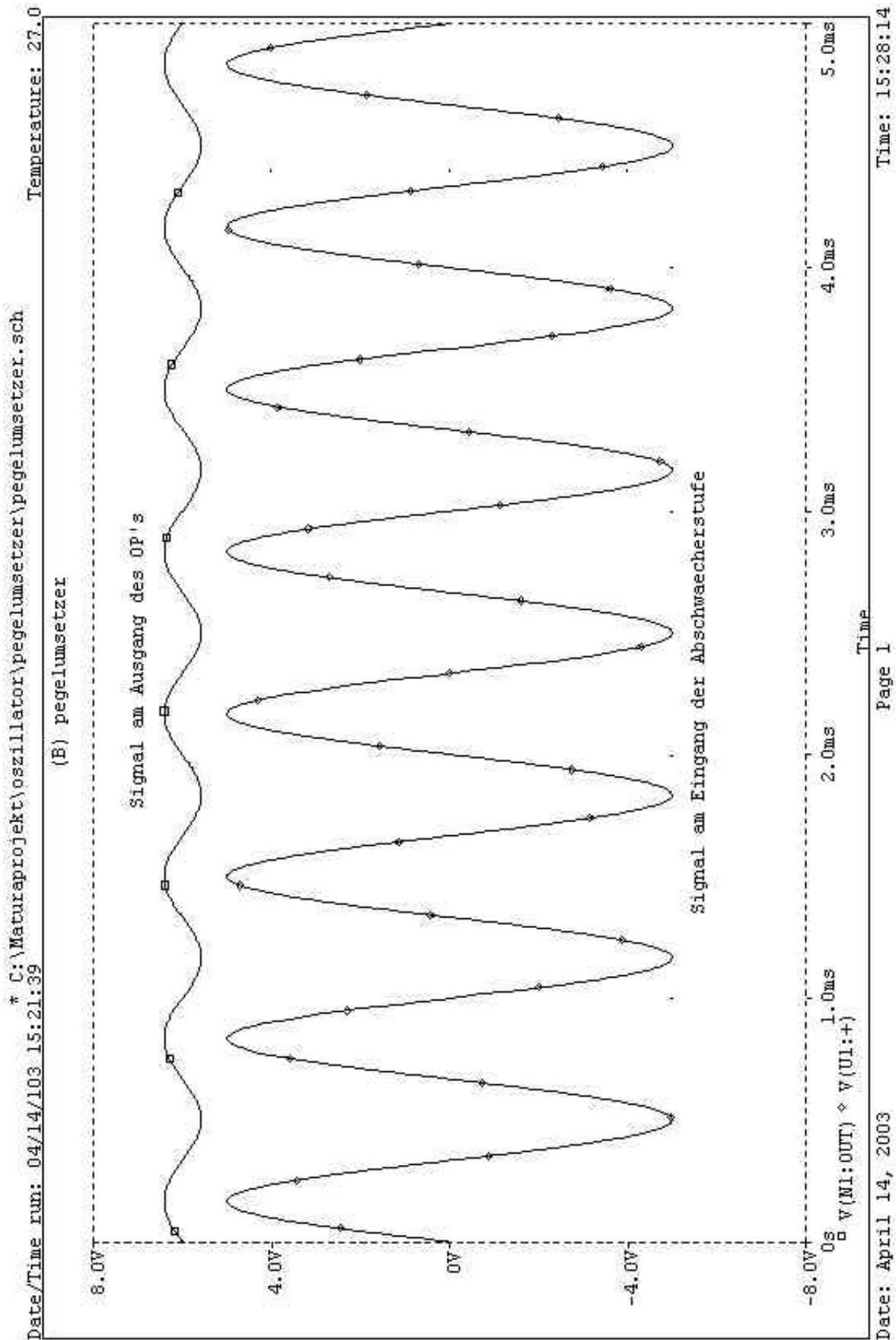
Die Spannung, die am Ausgang des Spannungsteilers anliegt, legt den + Eingang des OP's in die Mitte des Aussteuerbereichs.



## Simulation des Spannungsteilers

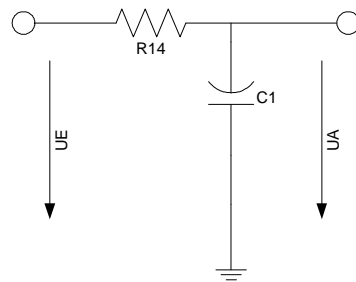
Siehe nächste Seite.

Als Eingangsspannung habe ich ein Signal mit einer Frequenz von 1.5 kHz und einer Amplitude von 10 Vss gewählt.



Durch die Beschaltung durch einen Serienwiderstand vor dem Offsetadditionspunkt ergibt sich ein Tiefpass. Als Serienwiderstand habe ich einen Widerstand von 10k gewählt.

**Darstellung des Tiefpasses mit den Bauelementen R14 und C1.**





Berechnung der unteren Grenzfrequenz des Spannungsteilerglieds

$$C_7 := 68\mu\text{F}$$

$$R_{13} := 10\text{k}\Omega$$

$$I = \frac{U_E}{R_{13} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_7}}$$

$$U_A = I \cdot j \cdot X_C$$

$$U_A = \frac{U_E}{R_{13} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_7}}$$

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{R_{13} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_7}} \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_7}$$

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_7 \cdot R_{13} + 1} \quad \text{Grenzfrequenz für Imaginärteil} = 1$$

$$1 = \omega \cdot C_7 \cdot R_{13}$$

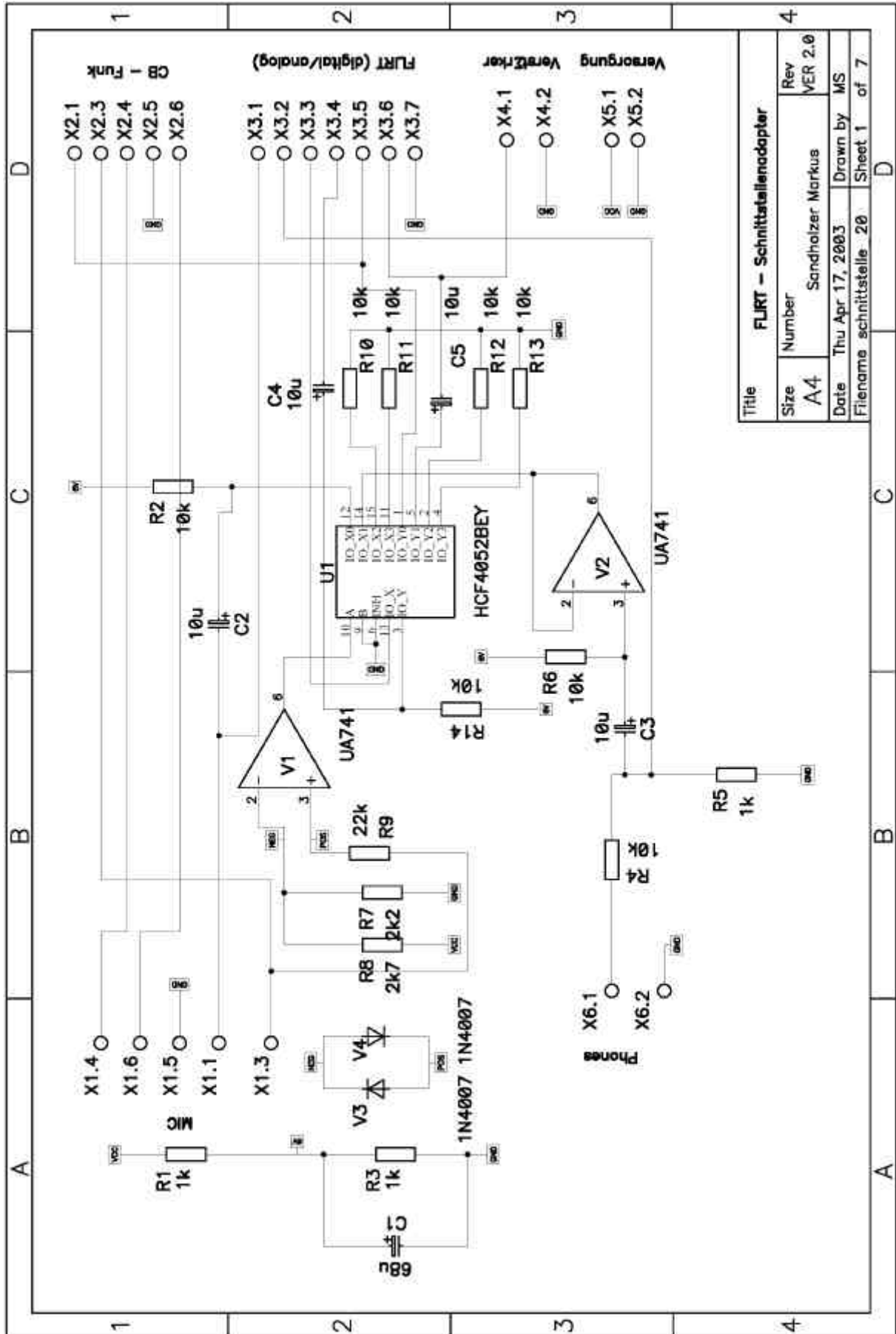
$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_G$$

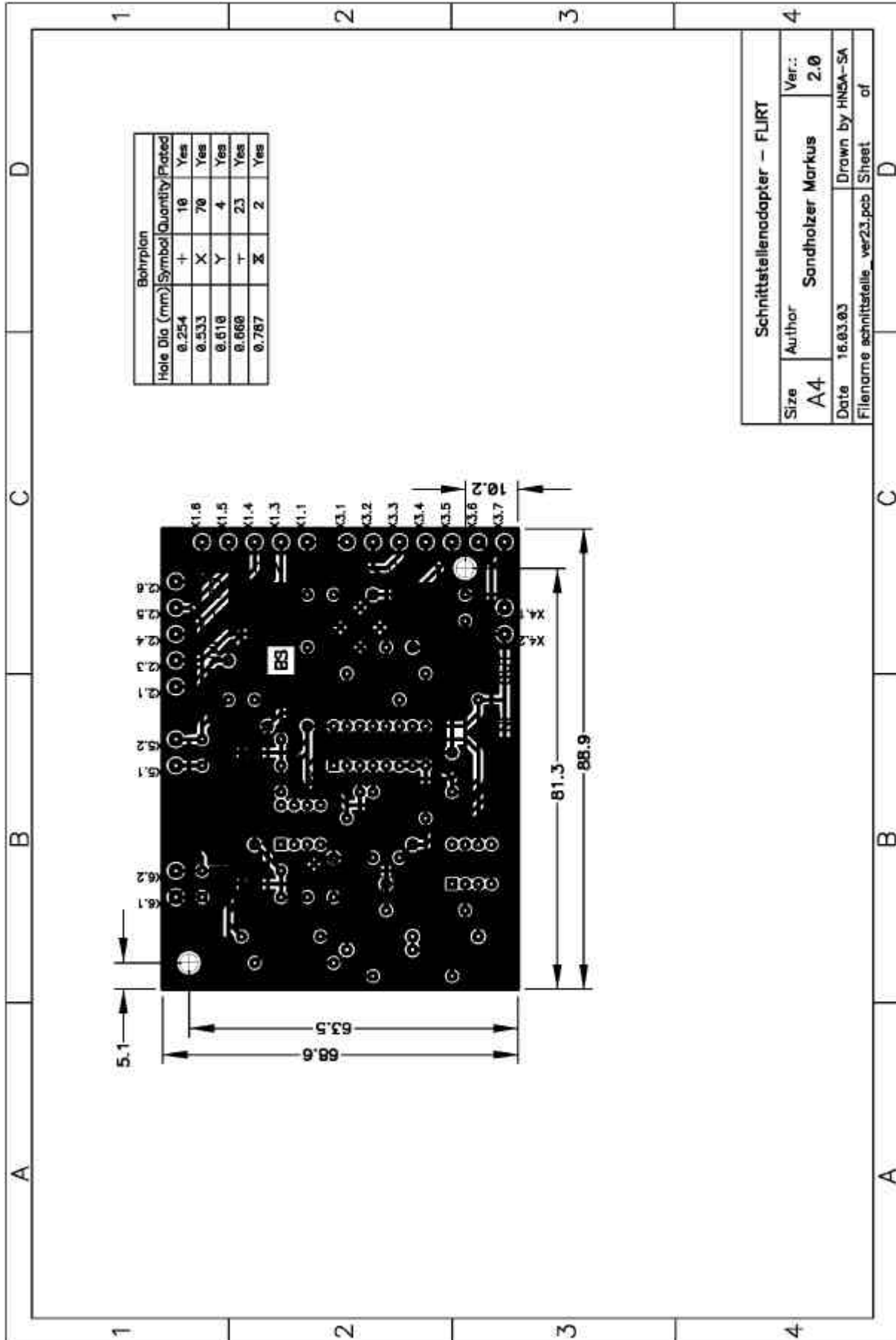
$$f_G := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{13} \cdot C_7}$$

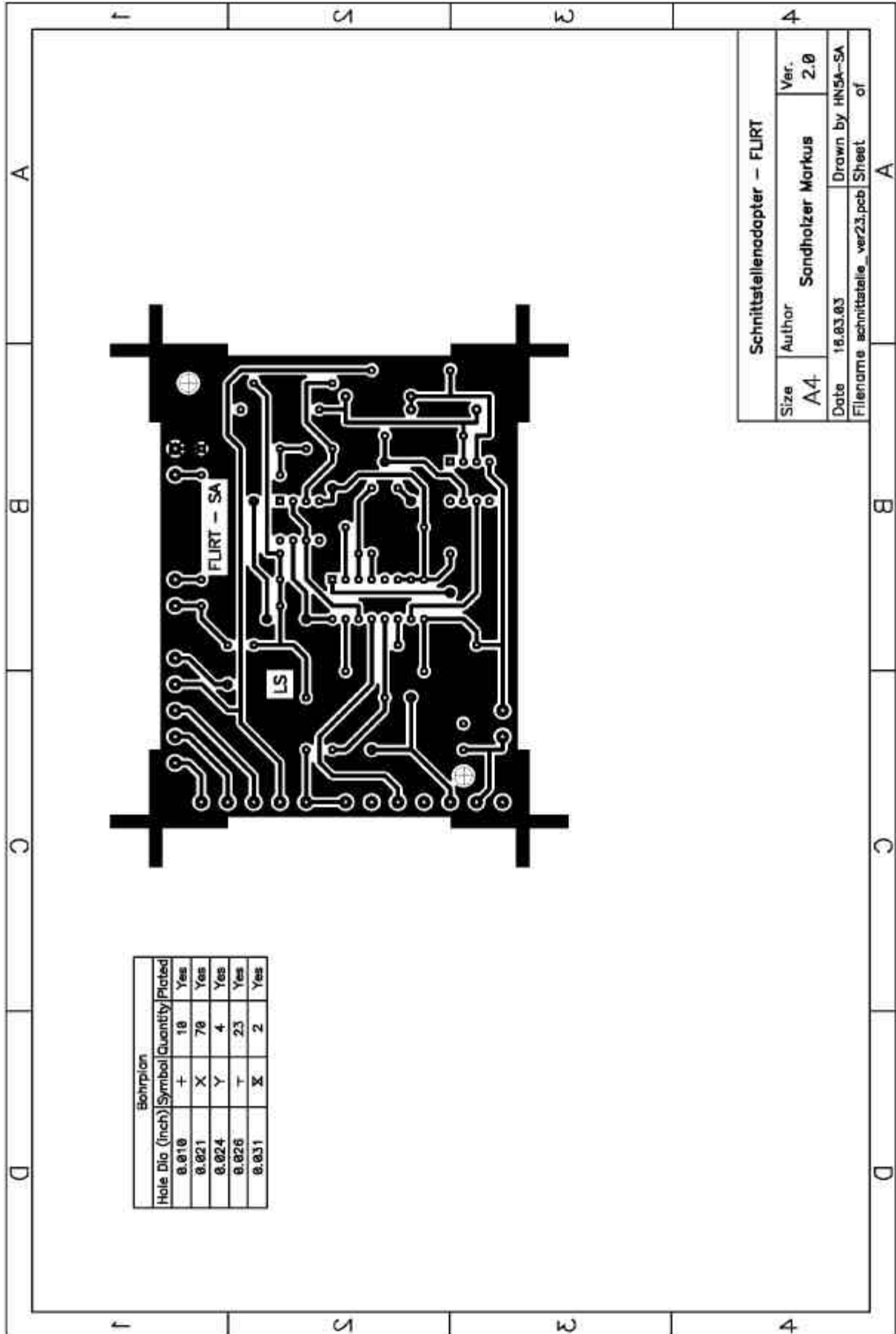
$$f_G = 0.234\text{Hz}$$

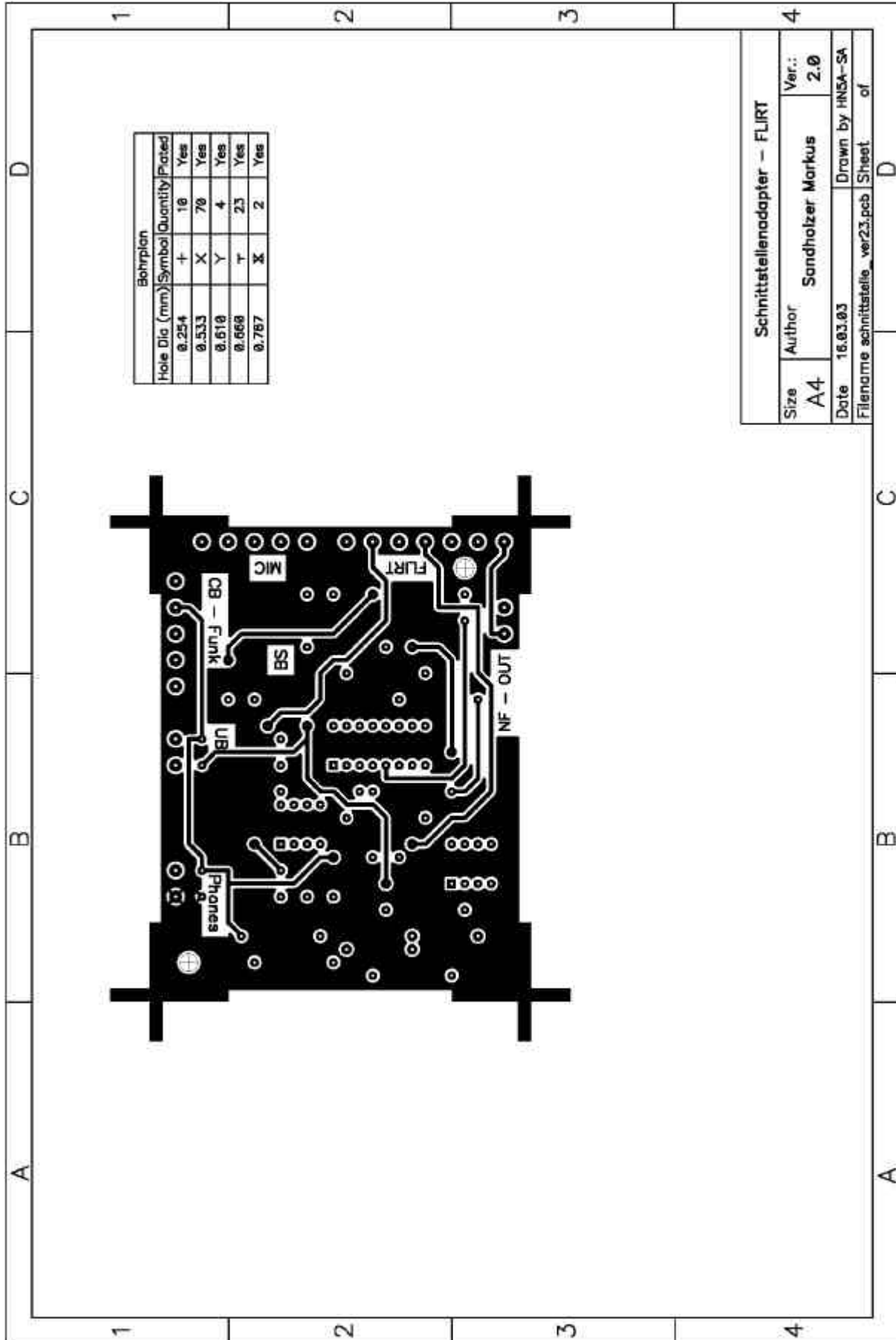
## 2.5 Fertigungsunterlagen

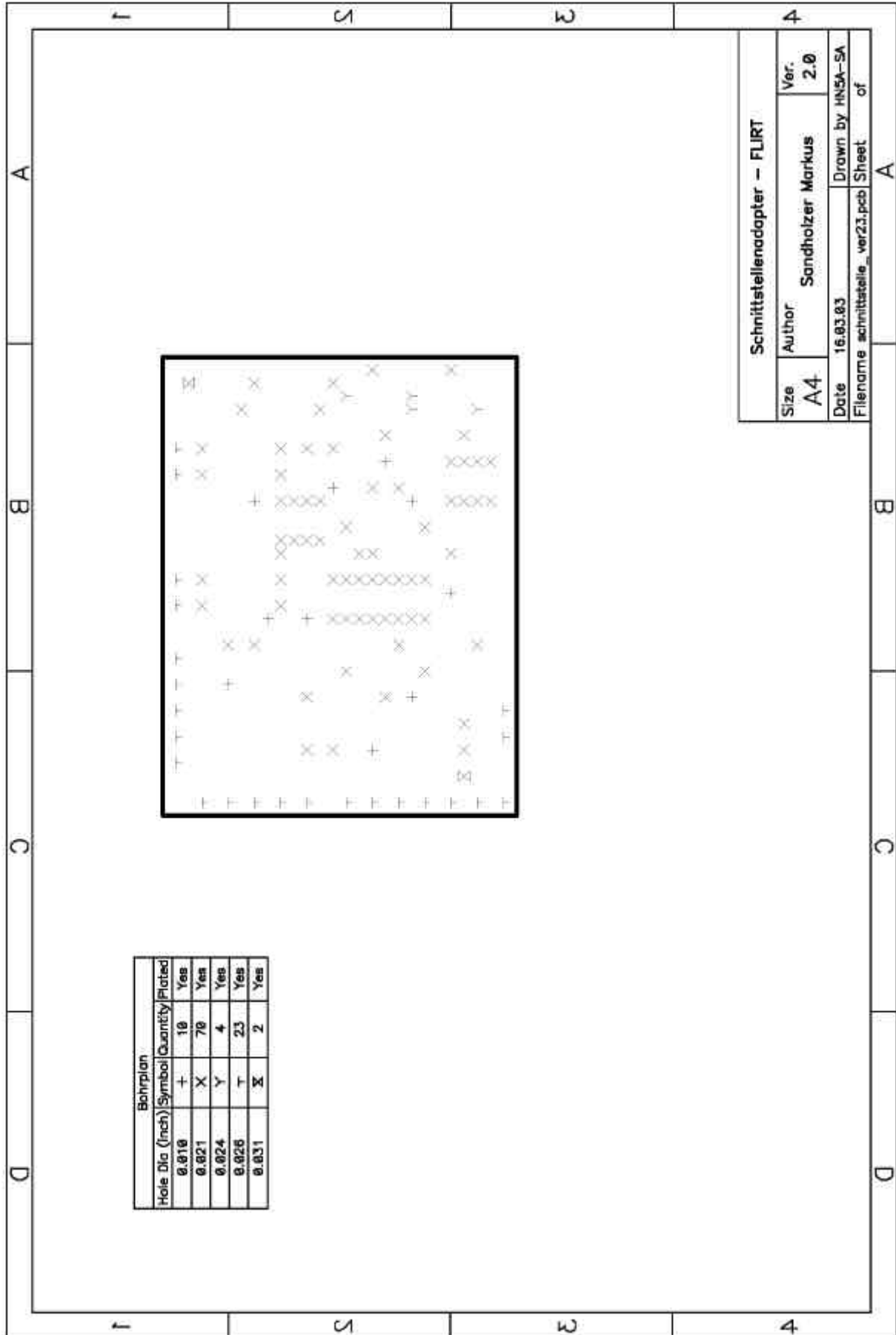
Layout  
 Druckstockzeichnung Lötseite  
 Druckstockzeichnung Bestückungsseite  
 Bohrplan  
 Bestückungsplan  
 Stückliste  
 Anschlussbelegungen

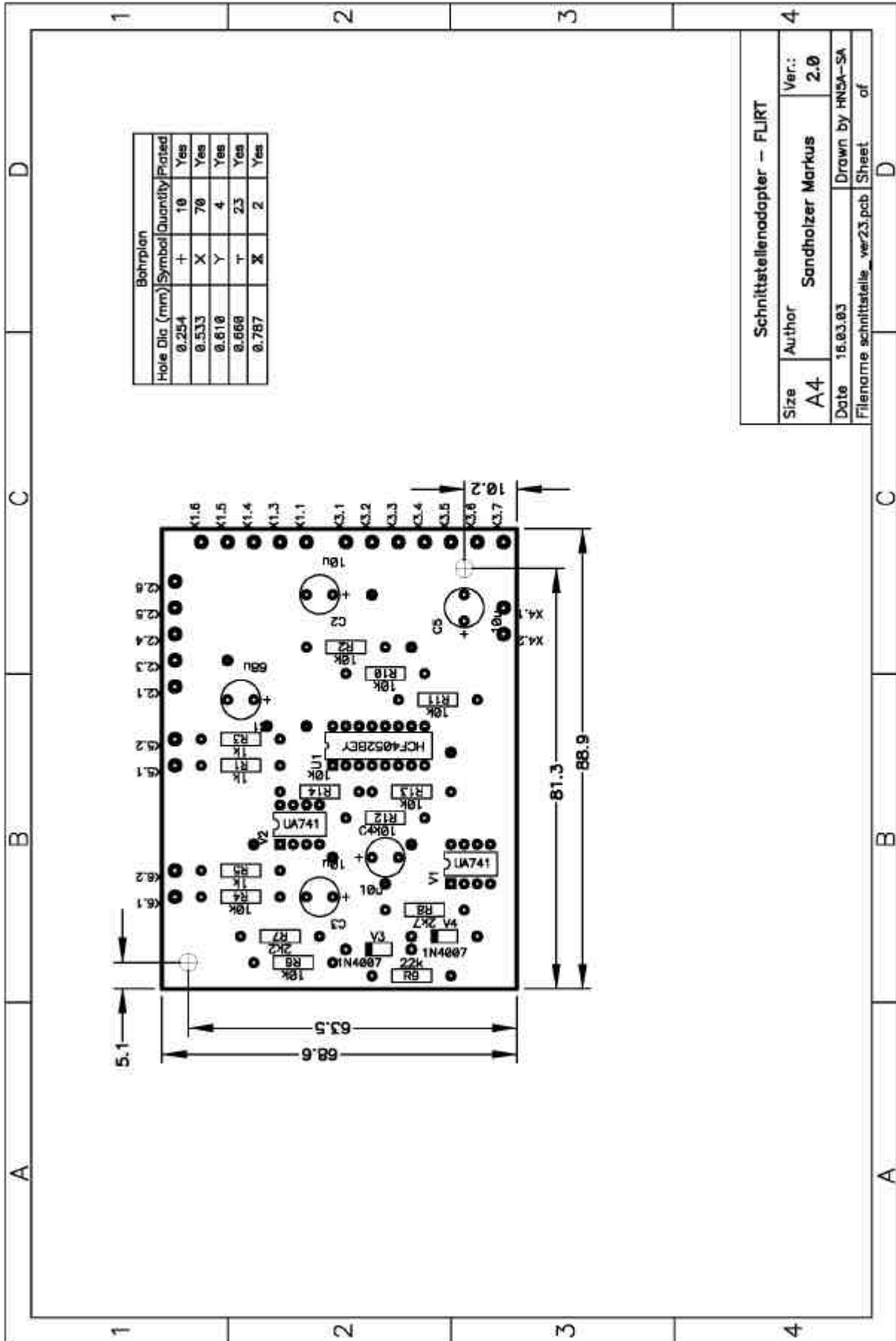














**Stückliste Schnittstellenadapter V 2.0**

Lf. Nr.	Symb.	Anzahl	Bezeichnung	Bestellnr.	Quelle	Kosten incl. MwSt.	Ges. Kosten incl. MwSt.	Anmerkungen
01	R1	2	Kohleschichtwiderstand 1k	700 025	Distrelec	€ 0,06	€ 0,12	
02	R2	4	Metallschichtwiderstand 10k	714 740	Distrelec	€ 0,13	€ 0,53	
03	R3		Kohleschichtwiderstand 1k	700 025	Distrelec	€ 0,06		
04	R4		Metallschichtwiderstand 10k	714 740	Distrelec	€ 0,13		
05	R5	1	Metallschichtwiderstand 1k	714 734	Distrelec	€ 0,14	€ 0,14	
06	R6		Metallschichtwiderstand 10k	714 740	Distrelec	€ 0,13		
07	R7	1	Kohleschichtwiderstand 2k2	700 029	Distrelec	€ 0,06	€ 0,06	
08	R8	1	Kohleschichtwiderstand 2k7	700 030	Distrelec	€ 0,06	€ 0,06	
09	R9	1	Kohleschichtwiderstand 22k	700 041	Distrelec	€ 0,06	€ 0,06	
10	R10	4	Kohleschichtwiderstand 10k	700 037	Distrelec	€ 0,06	€ 0,24	
11	R11		Kohleschichtwiderstand 10k	700 037	Distrelec	€ 0,06		
12	R12		Kohleschichtwiderstand 10k	700 037	Distrelec	€ 0,06		
13	R13		Kohleschichtwiderstand 10k	700 037	Distrelec	€ 0,06		
14	R14		Metallschichtwiderstand 10k	714 740	Distrelec	€ 0,13		
15								
16	C1	1	Elektrolytkondensator 47uF statt 68uF	801 116	Distrelec	€ 0,53	€ 0,53	
17	C2	4	Elektrolytkondensator 10uF	801 112	Distrelec	€ 0,46	€ 1,82	
18	C3		Elektrolytkondensator 10uF	801 112	Distrelec	€ 0,46		
19	C4		Elektrolytkondensator 10uF	801 112	Distrelec	€ 0,46		
20	C5		Elektrolytkondensator 10uF	801 112	Distrelec	€ 0,46		
21								
22	U1	1	Multiplexer HCF4052BEY	649 343	Distrelec	€ 1,21	€ 1,21	
23								
24	V1	2	Operationsverstärker uA741	647 491	Distrelec	€ 1,07	€ 2,14	
25	V2		Operationsverstärker uA741	647 491	Distrelec	€ 1,07		
26	V3	2	Diode 1N4007	603 560	Distrelec	€ 0,17	€ 0,34	
27	V4		Diode 1N4007	603 560	Distrelec	€ 0,17		
28								
29	X1.1 ... 5	23	Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04	€ 0,89	100 Stk/Packung
30	X2.1 ... 5		Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04		
31	X3.1 ... 7		Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04		



32	X4.1 ... 2	Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04	
33	X5.1 ... 2	Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04	
34	X6.1 ... 2	Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04	
35						
36	X1	6 polige Buchse	24 54 88-77	Conrad 2003	€ 3,60	€ 3,60
37	X2	6 poliger Stecker	25 06 14-77	Conrad 2003	€ 3,60	€ 3,60
38						
39		Kabel 10 polig 0.4 mm 0.5 m		HTL	€ -	
40		Fernmelddraht vers. Farben		HTL	€ -	
41		Kabel 6 polig 0.4 mm 0.5 m	60 87 69-77	Conrad 2003	€ 0,85	€ 0,85
42						
43						
44		Platine FR4 34um 95 x 75 mm	450 724	Distrelec	€ 4,69	€ 4,69
45		Schraube M3x4	340 200	Distrelec	€ 0,02	€ 0,03
46		Abstandhalter M3 x 10mm	340 144	Distrelec	€ 0,03	€ 0,07

Gesamt excl. MwSt.: € 17,48  
MwSt. € 3,50  
**Gesamt incl. MwSt.:** € 20,98

## Anschlussbelegung Schnittstellenadapter V 2.0

PIN	Signal	Adernfarbe
-----	--------	------------

### Mikrofon

X1.1	Modulationssignal	Gelb
X1.2	Lautsprecher	Weis
X1.3	PTT - Signal	Grün
X1.4	UP / DOWN	Grün/Weis
X1.5	GND	Blau
X1.6	UB	Rot

### CB - Funkgerät (Frontbuchse)

X2.1	Sendesignal	Weis
X2.2	Lautsprecher	Rot
X2.3	PTT - Signal	Braun
X2.4	UP / DOWN	Grün
X2.5	GND	Gelb
X2.6	UB	Grau

### FLIRT

X3.1	FLIRT DIGITAL MIC	Rot
X3.2	FLIRT DIGITAL PHONE	Gelb
X3.3	FLIRT ANALOG OUT	Grün
X3.4	FLIRT ANALOG IN	Blau
X3.5	FLIRT DIGITAL CB	Braun
X3.6	FLIRT DIGITAL VERSTÄRKER	Weis
X3.7	GND	Schwarz

### Verstärker

X4.1	Verstärker IN	Blau
X4.2	GND	Schwarz

### Netzgerät (UB)

X5.1	UB	Rot
X5.2	GND	Schwarz

### Phone

X6.1	Empfangssignal IN	Blau/Weis
X6.2	GND	Schwarz

## 3. FLIRT ANALOG

### 3.1 Filter:

#### Allgemein:

Filter werden dazu benötigt, um Signale, die nicht erwünscht sind, zu eliminieren. Im Allgemeinen sind das Rauschen oder zu hochfrequente Signale, die das Nutzsignal beeinflussen und verzerren. In unserem Fall benötigen wir die Filter, um bei der Modulation beziehungsweise Demodulation den richtigen Frequenzbereich zu erhalten.

#### Grundlagen Tiefpassfilter:

Ein Tiefpass ist eine Schaltung, die tiefe Frequenzen unverändert überträgt und bei hohen Frequenzen eine Abschwächung und Phasen-Nacheilung bewirkt.

Zur Berechnung eines aktiven Tiefpasses wird zuerst ein passiver Tiefpass 1. Ordnung berechnet. Die Übertragungsfunktion eines passiven Tiefpasses lautet:

$$H(j\omega) := \frac{1}{(1 + j\omega R \cdot C)}$$

Ersetzt man jetzt  $j\omega$  durch  $P = j\omega + \sigma$  so erhält man das Verhältnis der Laplace - Transformierten von Ausgangsspannung zur Eingangsspannung.

$$H(P) := \frac{1}{1 + P \cdot R \cdot C}$$

Um eine allgemeine Darstellung zu erhalten, wird  $P$  normiert:

$$P_n := \frac{P}{\omega_g}$$

wird jetzt  $\sigma$  Null gesetzt so ergibt sich:

$$P_n := i \cdot \omega_n$$

damit ergibt sich folgendes Amplitudenverhältnis bei sinusförmigen Signalen:

$$\left|H(P_n)\right|^2 = \frac{1}{1 + \omega_n^2}$$

Die Verstärkungsabnahme beträgt 20 dB je Frequenzdekade.

Um einen steileren Verstärkungsabfall zu erhalten, schaltet man einfach mehr Tiefpässe in Reihe. Daraus ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$H(P) := \frac{1}{(1 + \alpha_1 \cdot P_n) \cdot (1 + \alpha_2 \cdot P_n) \cdot \dots \cdot (1 + \alpha_n \cdot P_n)}$$

Die Koeffizienten  $\alpha$  sind reell und positiv.  $n$  gibt die Anzahl der Tiefpässe an.

Lässt man nun komplexe Pole zu, so erhält man ein Produkt von quadratischen Ausdrücken.

Hier sind alle  $\alpha_i$  und  $\beta_i$  positiv und reell. Bei einer ungeraden Ordnung ist der Koeffizient  $b_1$  Null.

$$H(P_n) := \frac{A_0}{(1 + \alpha_1 \cdot P_n + \beta_1 \cdot P_n^2) \cdot (1 + \alpha_2 \cdot P_n + \beta_2 \cdot P_n^2) \cdot \dots}$$

Es ergeben sich nun unter Umständen konjugiert komplexe Pole, diese können nicht mehr mit RC - Schaltungen realisiert werden. Eine Möglichkeit ist es, aktive Bauelemente zu verwenden (z.B.: Operationsverstärker). Diese werden dann als aktive Filter bezeichnet.

Durch eine Tiefpass-Hochpass-Transformation können Hochpässe ganz einfach berechnet und realisiert werden.

$$P_{\text{ä}} = 1/P$$

$$H(P_{\text{ä}}) := \frac{A_{\infty}}{\prod_{n=1}^n \left( 1 + \frac{\alpha_n}{P_{\text{ä}}} + \frac{\beta_n}{P_{\text{ä}}^2} \right)}$$

## **Unsere Filter:**

Da wir ein Sprachsignal heraus filtern wollen, benötigen wir Grenzfrequenzen, die 300 Hz und 3,3 kHz aufweisen. Da wir eine sehr steile Flanke brauchen, haben wir uns für analoge, aktive Filter mit 5. Ordnung entschieden.

### **Eigenschaften von Butterworth-Filtern:**

Dieses Filter besitzt einen Amplituden-Frequenzgang, der möglichst lang horizontal verläuft und erst kurz vor der Grenzfrequenz scharf abknickt. Ihre Sprungantwort zeigt ein Überschwingen, das mit zunehmender Ordnung steigt.

### **Eigenschaften von Tschebyscheff - Filtern:**

Diese Filter besitzen oberhalb der Grenzfrequenz einen noch steileren Abfall der Verstärkung. Im Durchlassbereich verläuft die Verstärkung jedoch nicht monoton, sondern besitzt eine Welligkeit konstanter Amplitude. Bei gegebener Ordnung ist der Abfall oberhalb der Grenzfrequenz um so steiler, je größer die zugelassene Welligkeit ist. Das Überschwingen in der Sprungantwort ist noch stärker als bei Butterworth - Filtern.

### Tiefpass – Filter:

Dieses Filter hat eine Butterworth – Charakteristik und die 3 dB Grenzfrequenz liegt bei 3 kHz.

Berechnung:

Wie beim Hochpass ist auch hier das Filter aus einem Filter 1. Ordnung und zwei Filtern 2. Ordnung zusammengesetzt.

Die Angaben sind aus dem Buch Halbleiterschaltungstechnik von Tietze und Schenk (S. 856)

Filterkoeffizienten für Butterworth Filter 5. Ordnung:

$a_1 := 1$	$b_1 := 0$
$a_2 := 1.618$	$b_2 := 1$
$a_3 := 0.6180$	$b_3 := 1$

Die Übertragungsfunktion eines Tiefpassfilter 5. Ordnung:

$$H(P) := \frac{1}{(1 + a_1 \cdot P) \left( 1 + a_2 \cdot P + b_2 \cdot P^2 \right) \cdot \left( 1 + a_3 \cdot P + b_3 \cdot P^2 \right)}$$

Berechnung der Polstellen:

$P_1 := \frac{-1}{a_1}$	$P_1 = -1$
$P_2 := \frac{-a_2 + \sqrt{a_2^2 - 4 \cdot b_2}}{2 \cdot b_2}$	$P_2 = -0.809 + 0.588i$
$P_3 := \frac{-a_2 - \sqrt{a_2^2 - 4 \cdot b_2}}{2 \cdot b_2}$	$P_3 = -0.809 - 0.588i$
$P_4 := \frac{-a_3 + \sqrt{a_3^2 - 4 \cdot b_3}}{2 \cdot b_3}$	$P_4 = -0.309 + 0.951i$
$P_5 := \frac{-a_3 - \sqrt{a_3^2 - 4 \cdot b_3}}{2 \cdot b_3}$	$P_5 = -0.309 - 0.951i$

Berechnung der Bauteile durch die berechneten Polstellen:

Für das Filter 1. Ordnung:

$C_1 := 4.7nF$	C gewählt
$R_1 := \frac{-1}{(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_1 \cdot P_1)}$	$R_1 = 1.026 \times 10^4 \Omega$

Für das erste Filter 2. Ordnung:

$$C_2 := 5.6\text{nF} \quad C \text{ gewählt}$$

$$R_2 := \frac{1}{(-\text{Re}(P_2) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_2)} \quad R_2 = 1.065 \times 10^4 \Omega$$

$$C_3 := C_2 \cdot \frac{1}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot \text{Im}(P_2))^2} \quad C_3 = 3.665 \times 10^{-9} \text{ F}$$

Für das zweite Filter 2. Ordnung:

$$C_4 := 15\text{nF} \quad C \text{ gewählt}$$

$$R_4 := \frac{1}{(-\text{Re}(P_4) \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_4)} \quad R_4 = 1.041 \times 10^4 \Omega$$

$$C_5 := C_4 \cdot \frac{1}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot R_4 \cdot C_4 \cdot \text{Im}(P_4))^2} \quad C_5 = 1.432 \times 10^{-9} \text{ F}$$

Danach mussten noch reale Werte für die Bauteile gefunden werden:

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega + 270 \Omega$$

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega + 680 \Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega + 620 \Omega$$

$$R_4 = 9,1 \text{ k}\Omega + 1,3 \text{ k}\Omega$$

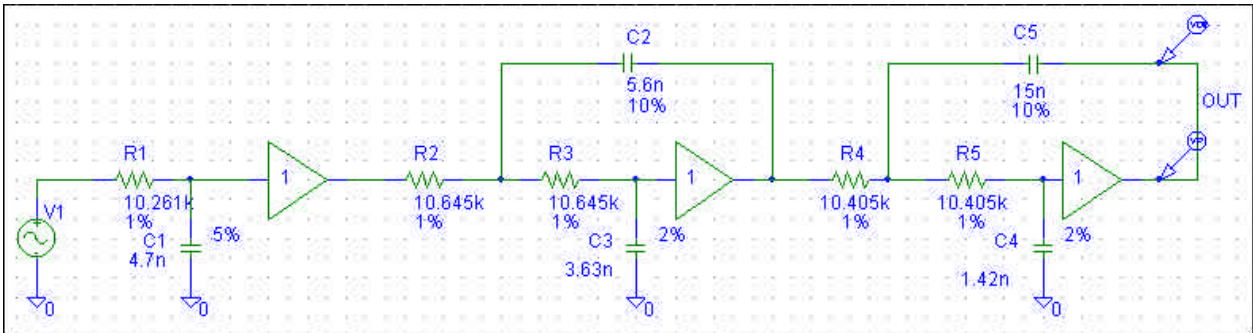
$$R_5 = 9,1 \text{ k}\Omega + 1,3 \text{ k}\Omega$$

$$C_3 = 3,3 \text{ nF} + 330 \text{ pF}$$

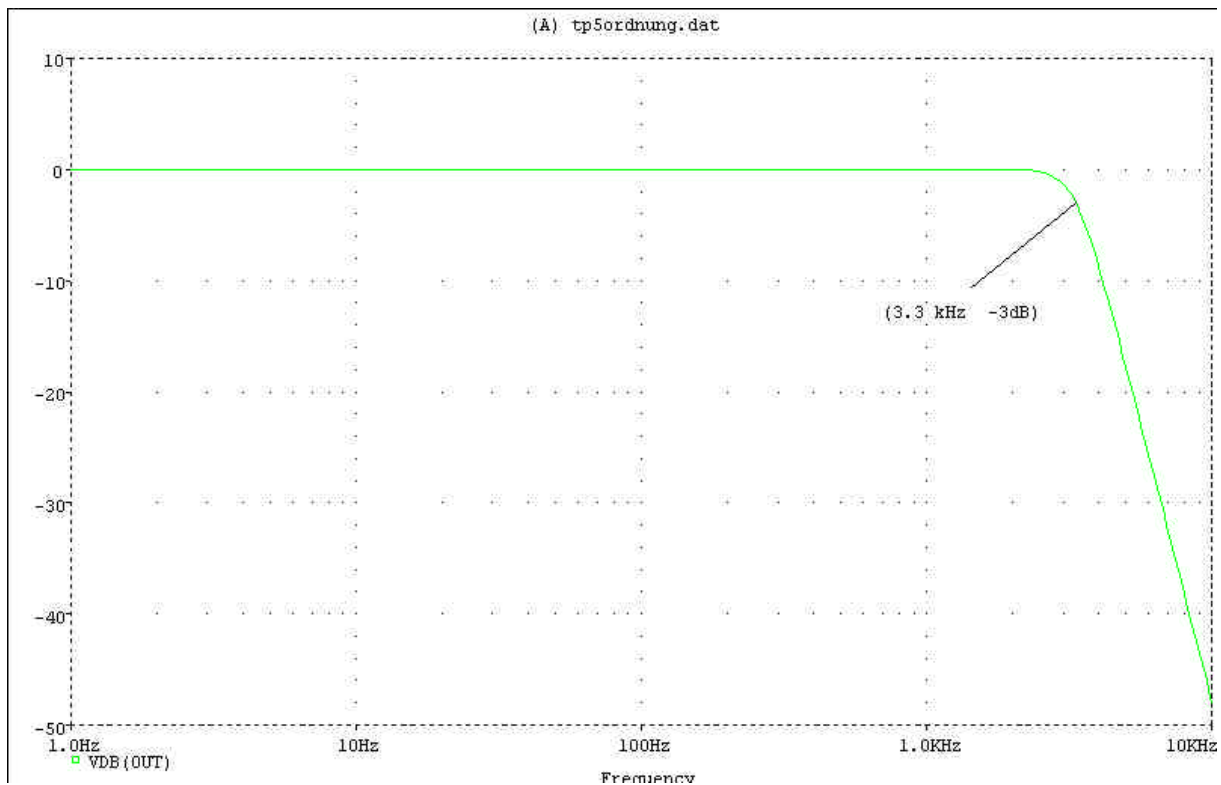
$$C_5 = 1,2 \text{ nF} + 220 \text{ pF}$$



Daraus ergab sich folgende Schaltung:

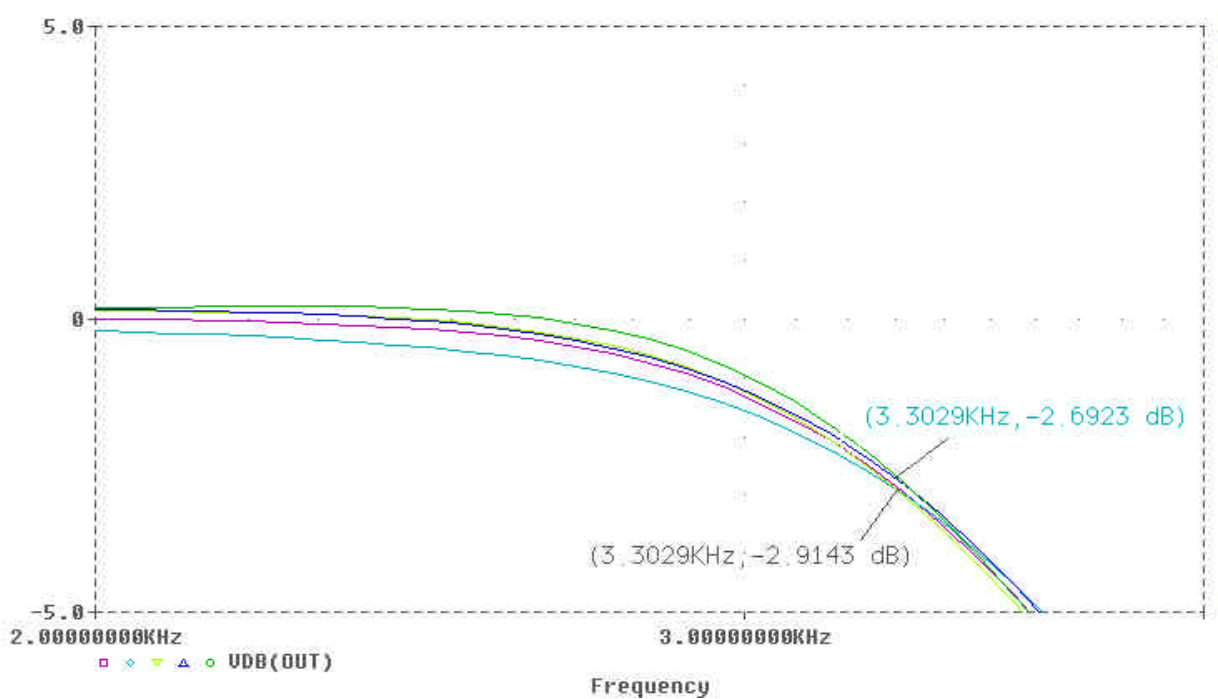


Nun wurde die Schaltung wie beim Hochpassfilter mit AC - Sweep simuliert. Daraus resultierte folgendes Bild:



Da hier wiederum die Toleranzen der Bauteile nicht berücksichtigt wurden, simulierten wir die Schaltung wiederum mit der Monte-Carlo Funktion von PSpice mit den Toleranzen von 1 % für die Widerstände und 15 % für die Kondensatoren.

Die Monte Carlo Simulation ergab:



Man erkennt eindeutig, dass die 3 dB Grenzfrequenz nicht bei 3,3 kHz liegt, somit beschlossen wir, Kondensatoren mit einer Toleranz von 1 % zu verwenden.

Nun simulierten wir die Schaltung wieder mit der Monte-Carlo Funktion und erhielten eine genauere und nicht mehr so sehr schwankende Grenzfrequenz.

## Hochpassfilter:

Das Hochpass – Filter hat eine Tschebyscheff - Charakteristik und eine Welligkeit im Durchlassbereich von 0,5 dB. Die 3 dB Grenzfrequenz liegt bei 300 Hz.

Berechnung:

Wir setzen unser Filter aus einem Filter 1. Ordnung und zwei Filter 2. Ordnung zusammen.

Die Angaben sind aus dem Buch Halbleiterschaltungstechnik von Tietze – Schenk (Seite 857)

$$a_1 := 2.9235 \quad b_1 := 0$$

$$a_2 := 1.3025 \quad b_2 := 2.3534$$

$$a_3 := 0.229 \quad b_3 := 1.0833$$

Die Übertragungsfunktion eines TP - Filter 5. Ordnung:

$$H(Pä) := \frac{1}{(1 + a_1 \cdot Pä) \cdot (1 + a_2 \cdot Pä + b_2 \cdot Pä^2) \cdot (1 + a_3 \cdot Pä + b_3 \cdot Pä^2)}$$

Daraus lassen sich die Polstellen berechnen:

$$Pä_1 := \frac{-1}{a_1} \quad Pä_1 = -0.342$$

$$Pä_2 := \left[ \frac{-a_2 + \sqrt{(a_2)^2 - 4 \cdot b_2}}{2 \cdot b_2} \right] \quad Pä_2 = -0.277 + 0.59i$$

$$Pä_3 := \frac{-a_2 - \sqrt{(a_2)^2 - 4 \cdot b_2}}{2 \cdot b_2} \quad Pä_3 = -0.277 - 0.59i$$

$$Pä_4 := \frac{-a_3 + \sqrt{(a_3)^2 - 4 \cdot b_3}}{2 \cdot b_3} \quad Pä_4 = -0.106 + 0.955i$$

$$Pä_5 := \frac{-a_3 - \sqrt{(a_3)^2 - 4 \cdot b_3}}{2 \cdot b_3} \quad Pä_5 = -0.106 - 0.955i$$

Aus diesen Polstellen kann man nun die Bauteile dimensionieren:

Für ein Filter 1. Ordnung

$$f_g := 300\text{Hz}$$

$$C_1 := 22 \cdot \text{nF} \quad \text{Kondensator gewählt}$$

$$R_1 := \frac{-\text{Pä}_1}{(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_1)} \quad R_1 = 8.248 \times 10^3 \Omega$$

Für das erste Filter 2. Ordnung

$$C_2 := 15\text{nF} \quad \text{Kondensator gewählt}$$

$$R_2 := \frac{-\text{Re}(\text{Pä}_2)}{(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_2)} \quad R_2 = 9.787 \times 10^3 \Omega$$

$$R_3 := \left[ \left( \frac{\text{Im}(\text{Pä}_2)}{\text{Re}(\text{Pä}_2)} \right)^2 + 1 \right] \cdot R_2 \quad R_3 = 5.431 \times 10^4 \Omega$$

Für das zweite Filter 2. Ordnung

$$C_3 := 4.7\text{nF} \quad \text{Kondensator gewählt}$$

$$R_4 := \frac{-\text{Re}(\text{Pä}_4)}{(2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot C_3)} \quad R_4 = 1.193 \times 10^4 \Omega$$

$$R_5 := \left[ \left( \frac{\text{Im}(\text{Pä}_4)}{\text{Re}(\text{Pä}_4)} \right)^2 + 1 \right] \cdot R_4 \quad R_5 = 9.858 \times 10^5 \Omega$$

Nun mussten nur noch die Bauteile auf reale Werte anpassen werden.

Daraus ergaben sich für die Widerstände folgende Werte:

$$R_1 = 8,2\text{k}\Omega + 47\Omega$$

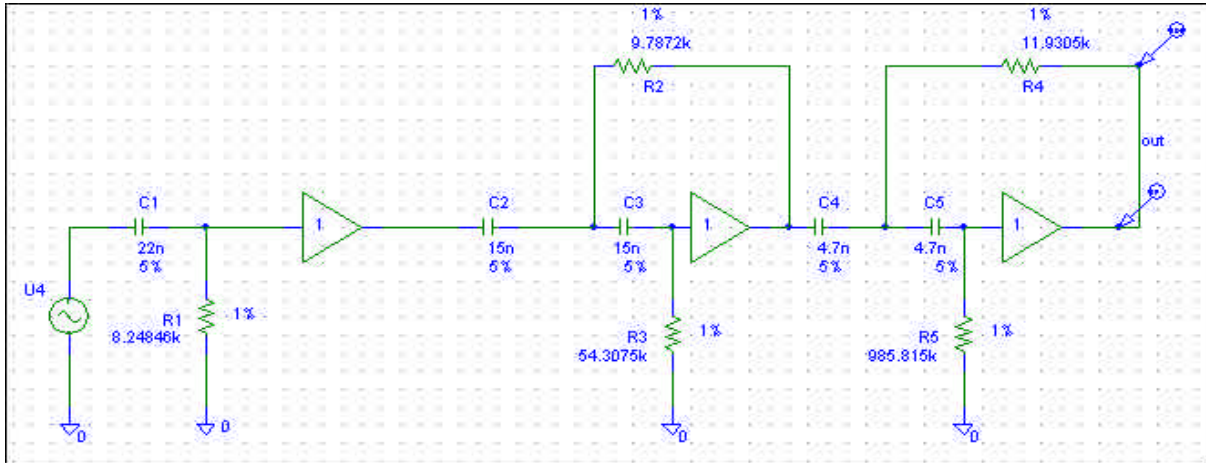
$$R_2 = 9.1\text{k}\Omega + 680\Omega$$

$$R_3 = 51\text{k}\Omega + 3,3\text{k}\Omega$$

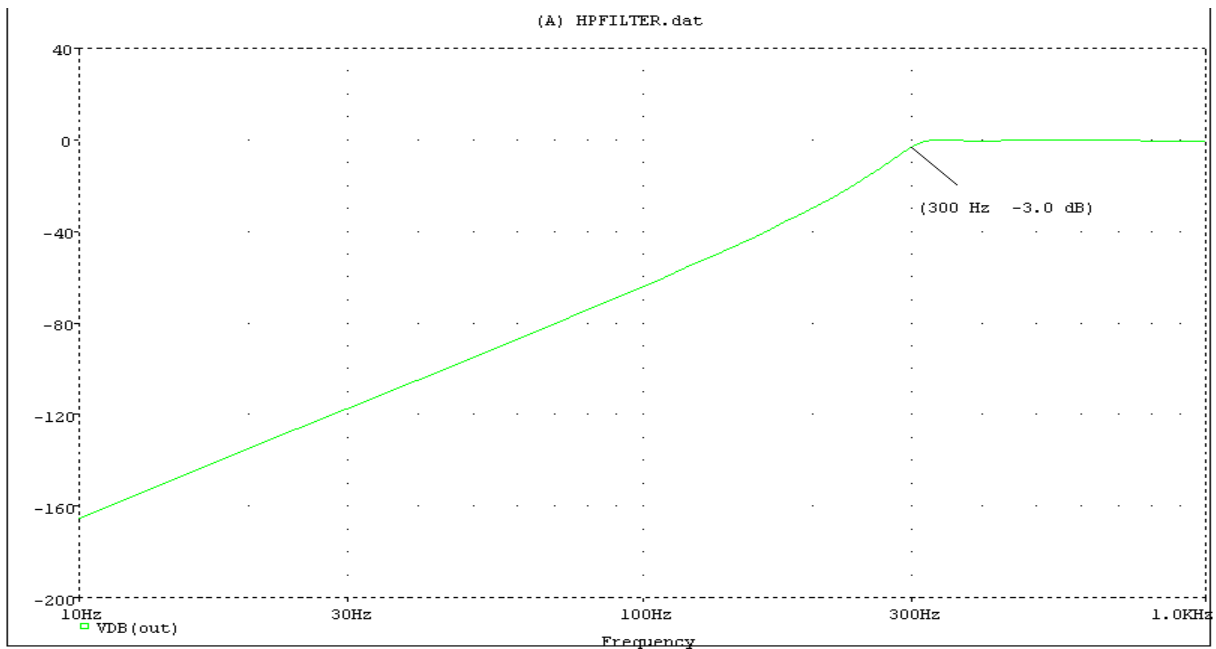
$$R_4 = 11\text{k}\Omega + 910\Omega$$

$$R_5 = 910\text{k}\Omega + 75\text{k}\Omega + 820\Omega$$

Daraus ergab sich folgende Schaltung:



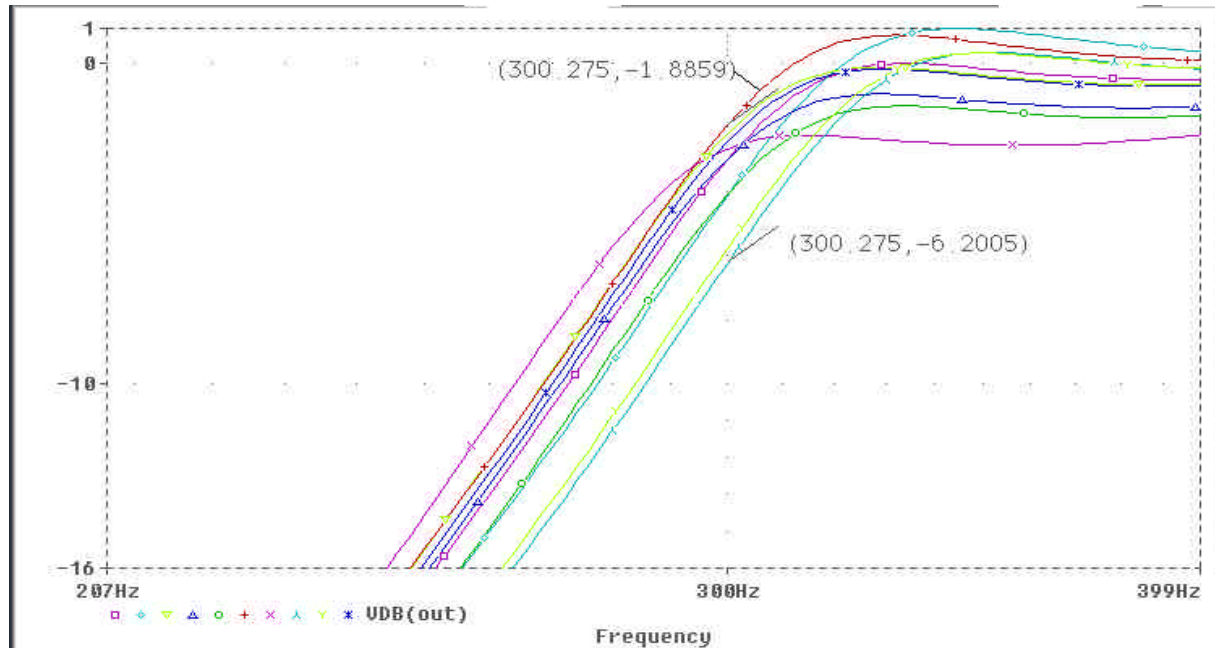
Nun wurde die Schaltung mit AC - Sweep simuliert (Pspice):



Wie man erkennen kann, liegt die 3 dB Grenzfrequenz sehr genau bei 300 Hz.

Jedoch wurde die Schaltung ohne Berücksichtigung der Bauteiltoleranzen durchgeführt.

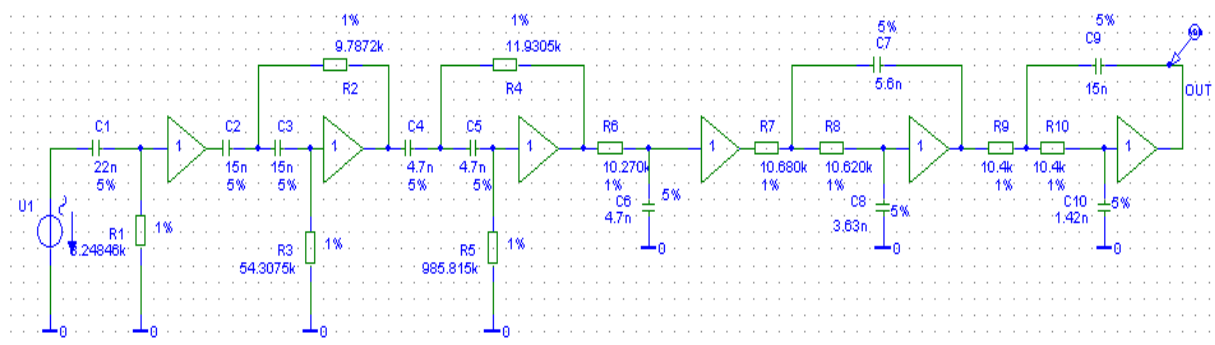
So wurden für die Widerstände 1 % und für die Kondensatoren 15 % Toleranz angenommen und danach mit der Monte-Carlo Simulation simuliert, daraus ergab sich folgendes Bild:



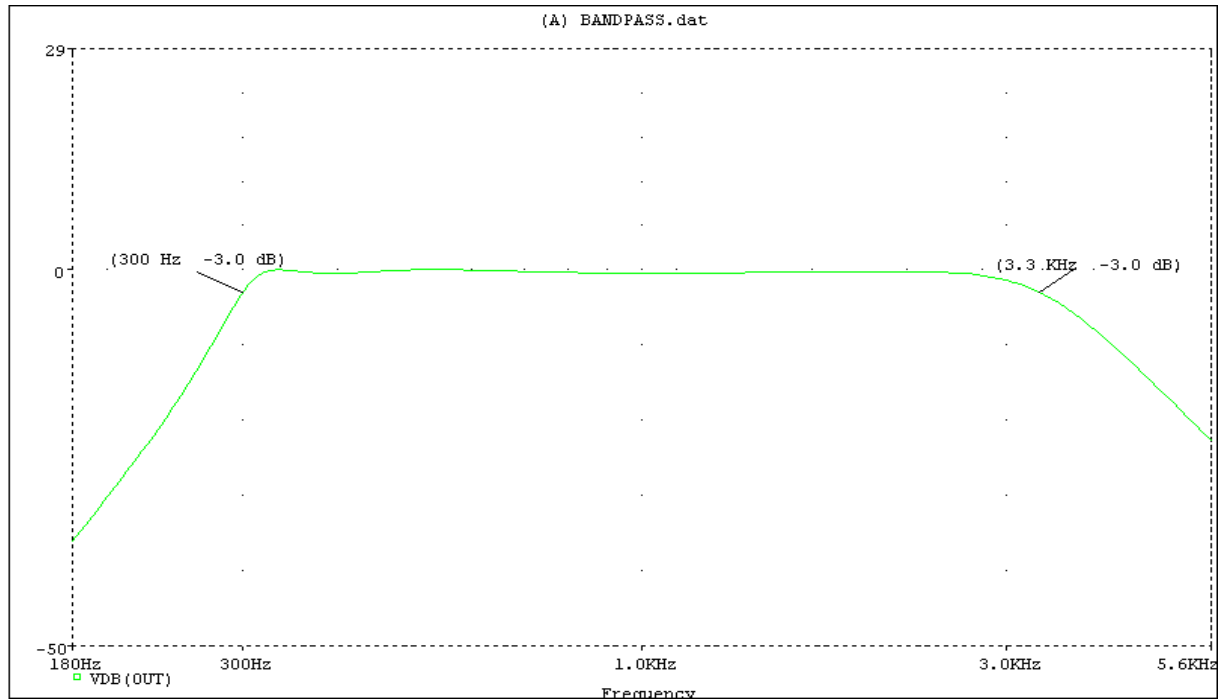
## Bandpassfilter:

Wir benötigen ein Bandpassfilter, das einen Durchlassbereich von 300 Hz bis 3,3 kHz aufweist. Wir beschlossen uns unsere bisher berechneten Hochpass- und Tiefpassfilter zusammen zu schalten. Somit erhalten wir genau den benötigten Durchlassbereich.

Die Schaltung:

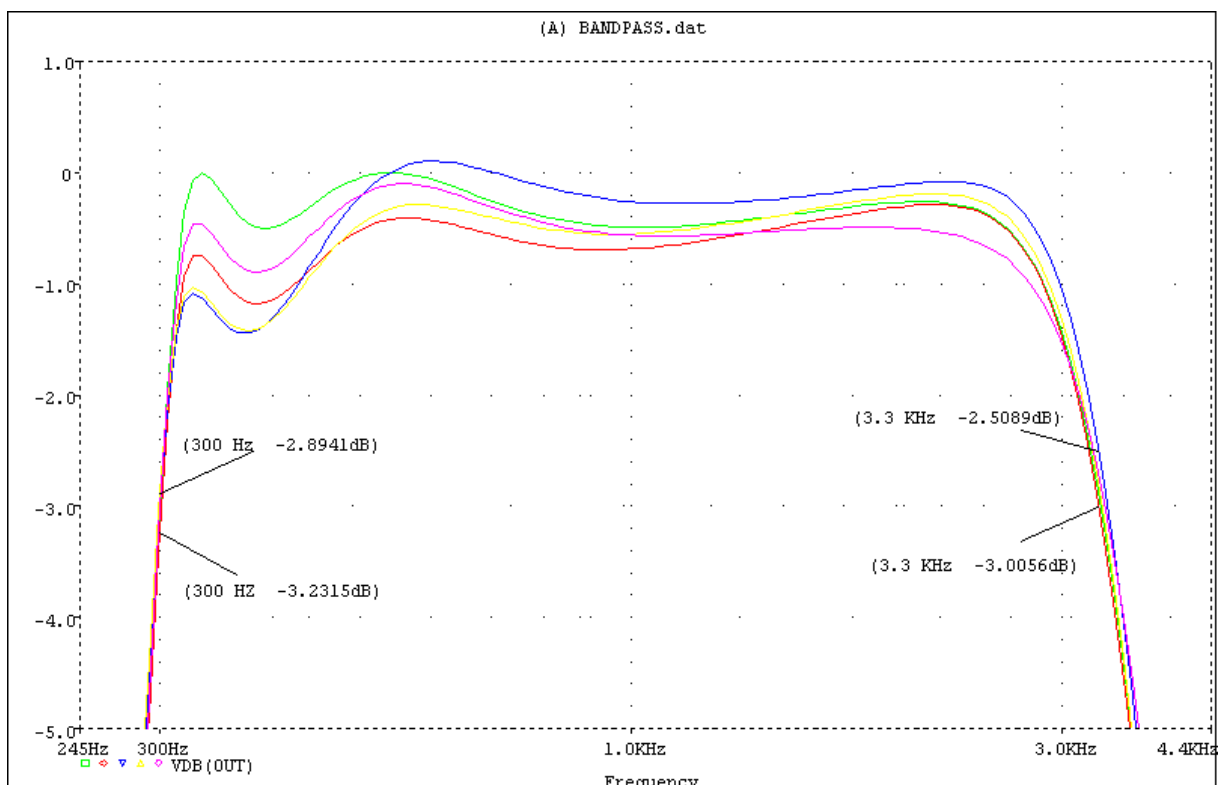


Diese Schaltung wurde dann mit AC - Sweep simuliert und ergab dieses Bild:



Wie man daraus erkennen kann, haben wir einen Durchlassbereich von 300 Hz bis 3.3 kHz.

Zur Miteinbeziehung der Toleranzen wurde eine Monte-Carlo Simulation durchgeführt:



Es ergab sich keine wesentliche Änderung des Durchlassbereiches, somit wurde diese Schaltung verwendet.

### **Art der Bauteile:**

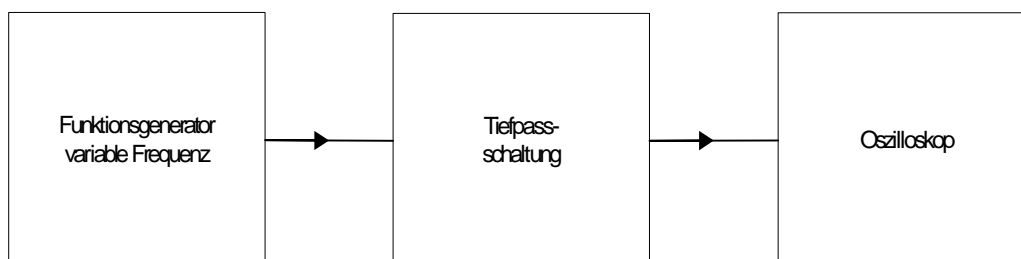
Die meisten Kondensatoren sind Polypropylen Kondensatoren, da diese eine Toleranz von 1% aufweisen. Da es aber nicht alle Werte in Polypropylenkondensatoren gab, wurden die restlichen als Folienkondensatoren mit der Bauform MKS 2 gewählt, die eine Toleranz von +/- 20% haben. Leider fanden wir den 5600 pF Kondensator nur als Keramik-Scheibenkondensator, der eine Toleranz von +/- 20% besitzt.

Als Widerstände wurden Metallschichtwiderstände verwendet. Diese besitzen eine Toleranz von +/- 1%.

### **Aufbau und Messung der Filter:**

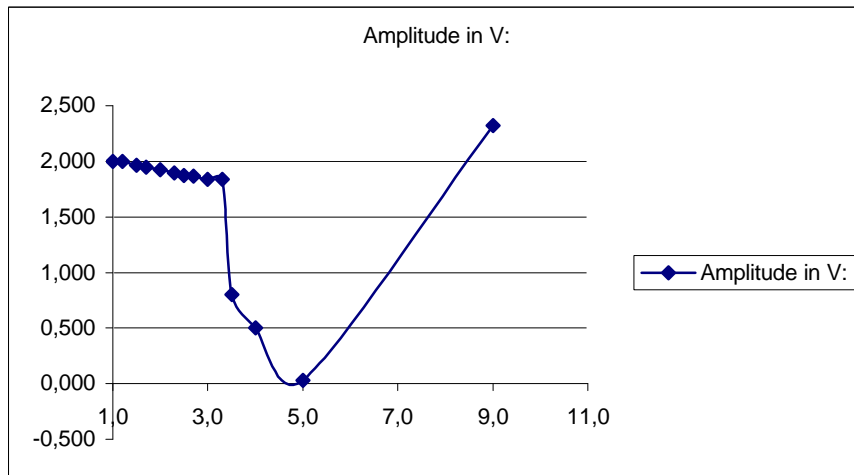
Zuerst wurden die Filter auf einer Versuchsplatte (Hirschmannplatte) aufgebaut und durchgemessen. Da wir keine Spektrumanalysatoren haben, die von 300 Hz weg arbeiten, machten wir die Messung mittels eines Oszilloskop.

Tiefpassfilter:



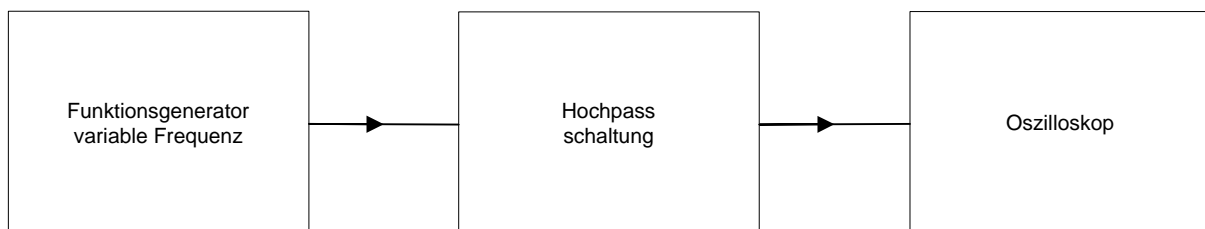


Frequenz in KHz:	Amplitude in V:
1,0	2,000
1,2	2,000
1,5	1,967
1,7	1,950
2,0	1,926
2,3	1,894
2,5	1,875
2,7	1,865
3,0	1,840
3,3	1,838
3,5	0,800
4,0	0,500
5,0	0,030
9,0	2,321

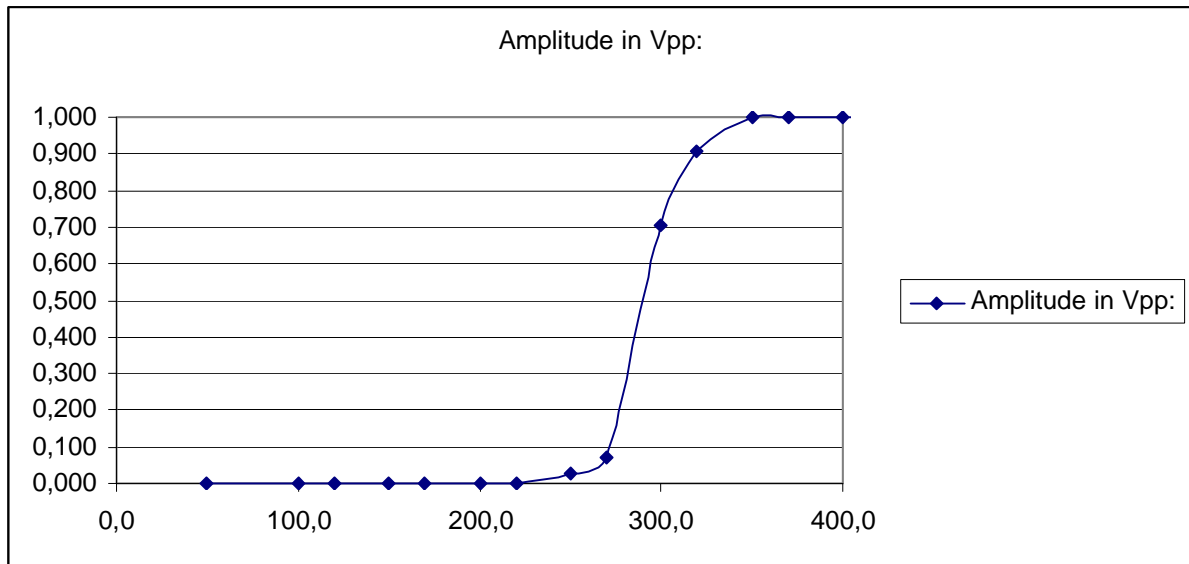


Wie man erkennen kann, erzeugt das Filter bei 9 kHz einen Überschwinger.

Hochpassfilter:



Frequenz in Hz:	Amplitude in Vpp:
50,0	0,000
100,0	0,000
120,0	0,000
150,0	0,000
170,0	0,000
200	0,000
220	0,000
250	0,030
270	0,070
300	0,707
320	0,905
350	1,000
370	1,000
400	1,000
420	1,000



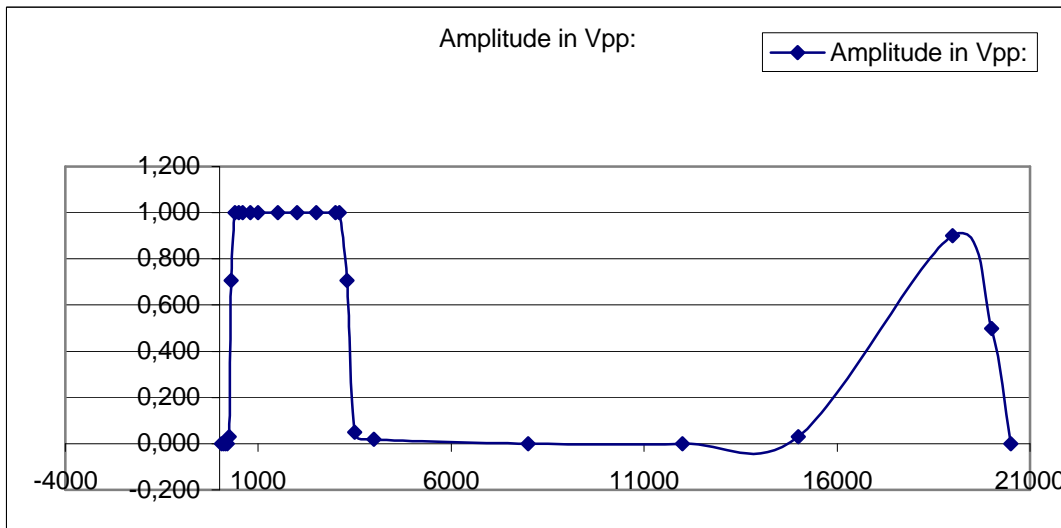
**Bandpassschaltung:**





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

Frequenz in Hz:	Amplitude in Vpp:
50	0,000
100	0,000
150	0,000
200	0,000
250	0,030
300	0,707
400	1,000
500	1,000
600	1,000
800	1,000
1000	1,000
1500	1,000
2000	1,000
2500	1,000
3000	1,000
3100	1,000
3300	0,707
3500	0,050
4000	0,020
8000	0,000
12000	0,000
15000	0,030
19000	0,900
20000	0,500
20500	0,000



### 3.2 Multiplizierer

Der Multiplizierer übernimmt die Modulation des Sprachsignals, das entweder vom Mikrofon des CB-Funkgerätes kommt oder das schon modulierte empfangene und zu demodulierende Signal ist, mit dem Oszillatorsignal.

Er führt eine trägerlose Zweiseitenband-Amplitudenmodulation (ZSB-AM) durch, wobei nur das gespiegelte Seitenband, das durch den Tiefpass gefiltert ist, genutzt wird.

Wir haben uns für den Baustein AD633 entschieden, da dieser ein stabiles Verhalten aufweist und sich von keinen äußeren Störungen kaum beeinflussen lässt.

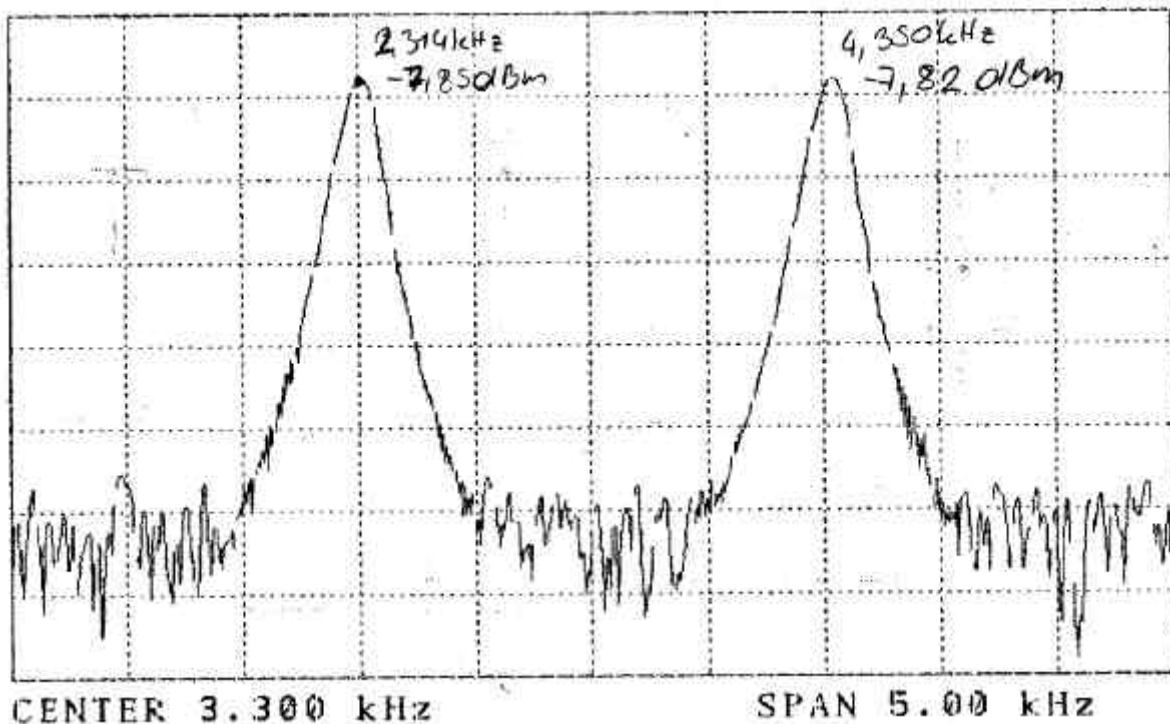
Er ist ein Vierquantenmultiplizierer, der folgende Ausgangsspannung aufweist:

$$U_a := \frac{[(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)]}{10V}$$

Wobei  $X_2$  und  $Y_2$  auf Masse liegen.

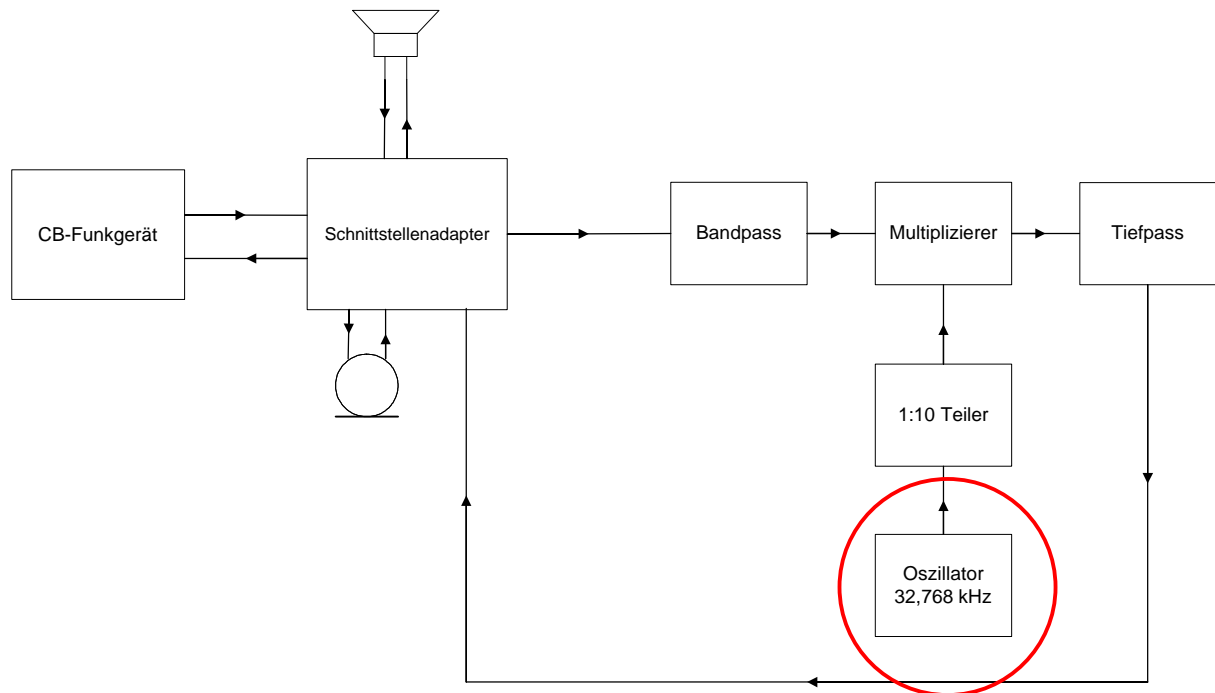
Ausgangssignal am Spektrumanalyser

Eingangssignal:  $U_1 = 1 \text{ V} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot t)$   
 $U_2 = 2.5 \text{ V} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 3300 \cdot t)$



### 3.3 Oszillator

#### Allgemeines



Der Oszillator wird für die Modulation benötigt.

Da wir eine Bandbreite von 300 Hz bis 3 kHz bei unserer Übertragungsstrecke haben und eine Frequenzspiegelung durchgeführt werden soll, brauchen wir einen Oszillator, der eine Modulation so vornimmt, dass 300 Hz zu 3 kHz werden und 3kHz zu 300 Hz.

Der Oszillator sollte möglichst genau und frequenzstabil sein.

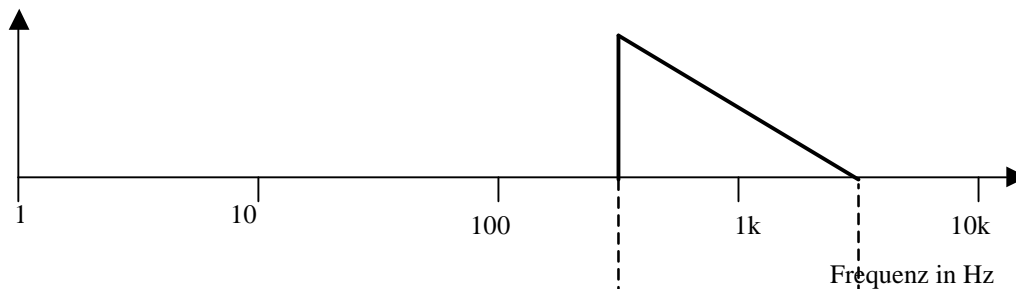
Damit diese Voraussetzungen erfüllt sind, entschied ich mich für einen Quarzoszillator.

## Schwingfrequenz des Quarzes

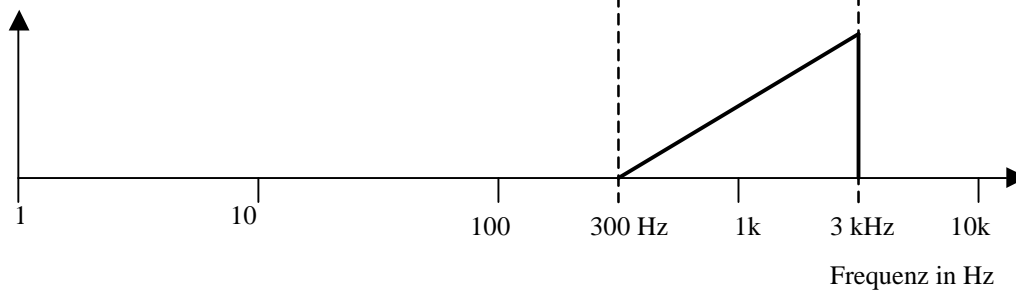
Wie schon erwähnt, soll 300 Hz zu 3,3 kHz werden.

Hier eine kurze graphische Veranschaulichung:

Ursprungssignal



Kodiertes Signal



Laut diesen Angaben ist es möglich eine Oszillatorfrequenz zu finden, die eine Modulation erzeugt und in der das untere Seitenband genau auf 300 Hz bis 3 kHz liegt.

Da wir zur Modulation einen Multiplizierer verwenden und wir das Eingangssignal mittels Kosinus ansetzen, bekommen wir eine Berechnung wie folgt:

$$x = \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$

$$\text{osc} = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{osZ}} \cdot t)$$

$$y = x \cdot \text{osc}$$

$$y = \frac{1}{2} \cdot \left[ \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_{\text{osZ}} - f) \cdot t] + \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_{\text{osZ}} + f) \cdot t] \right]$$

Da wir nur das untere Seitenband benötigen, wird das obere Seitenband weggefiltert.

Nun erhalten wir nur noch den Term:

$$y = \frac{1}{2} \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_{\text{osZ}} - f) \cdot t]$$

Mit diesem Term können wir nun weiterrechnen.

Wir nehmen nun an, dass  $f = 3 \text{ kHz}$  ist.

Wir wissen nun, dass als Resultat  $300 \text{ Hz}$  herauskommen sollten.

Somit können wir die Oszillatorfrequenz berechnen:

$$f := 3000 \cdot \text{Hz}$$

$$f_{\text{neu}} := 300 \text{Hz}$$

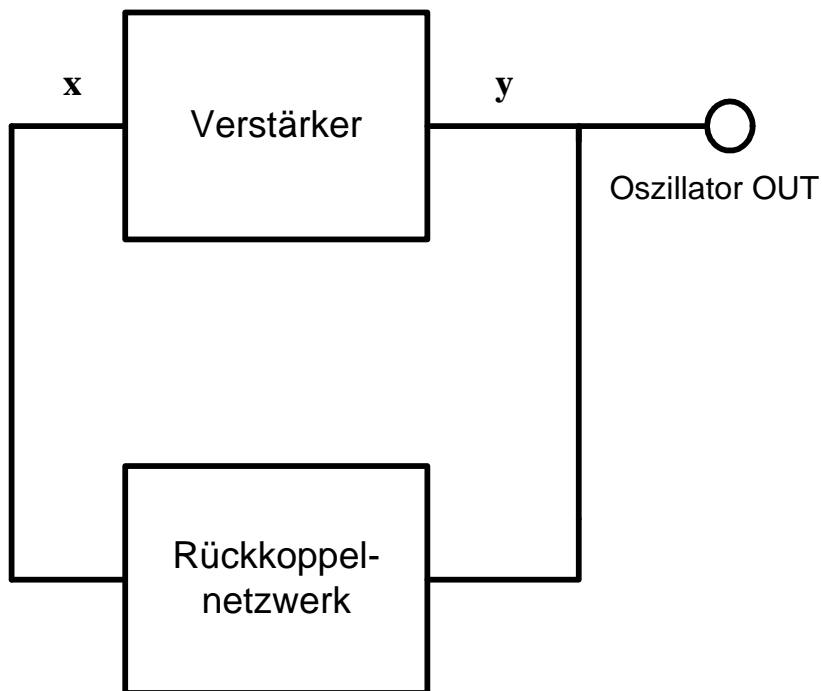
$$f_{\text{neu}} = f_{\text{osZ}} - f$$

$$f_{\text{osZ}} := f_{\text{neu}} + f$$

$$f_{\text{osZ}} = 3.3 \text{kHz}$$

Somit ergibt sich eine Oszillatorfrequenz von  $3.3 \text{ kHz}$ .

## Blockschaltbild



## Schwingvoraussetzung

Verstärker wird bei der nachstehenden Berechnung als  $k$  bezeichnet und das Rückkoppelnetzwerk als  $a$ .  $k$  und  $a$ , wie auch  $y$  und  $x$ , sind komplexe Zahlen.

$$y = x \cdot k$$

$$y = y \cdot k \cdot a$$

$$k \cdot a = 1$$

$$k > \frac{1}{a}$$

Aus dieser Berechnung folgt, dass die Verstärkung mindestens so groß wie die Abschwächung des Rückkoppelnetzwerkes sein muss.



## Der Verstärker

Der Verstärker ist in unserer Schaltung mittels FET – Verstärker realisiert.

Als Verstärkertyp haben wir uns für einen BF245A entschieden.

Nachstehend einige technische Daten:

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{DS}$	drain-source voltage		–	–	±30	V
$V_{GSoff}$	gate-source cut-off voltage	$I_D = 10 \text{ nA}; V_{DS} = 15 \text{ V}$	–0.25	–	–8	V
$V_{GS0}$	gate-source voltage	open drain	–	–	–30	V
$I_{DSS}$	drain current	$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0$				
	BF245A		2	–	6.5	mA
	BF245B		6	–	15	mA
	BF245C		12	–	25	mA
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_{amb} = 75 \text{ °C}$	–	–	300	mW
$ y_{fs} $	forward transfer admittance	$V_{DS} = 15 \text{ V}; V_{GS} = 0;$ $f = 1 \text{ kHz}; T_{amb} = 25 \text{ °C}$	3	–	6.5	mS
$C_{rs}$	reverse transfer capacitance	$V_{DS} = 20 \text{ V}; V_{GS} = -1 \text{ V};$ $f = 1 \text{ MHz}; T_{amb} = 25 \text{ °C}$	–	1.1	–	pF

Berechnung des  $R_D$

Annahme:  $I_{DSS} = 4 \text{ mA}$

$U_1$  ist die Hälfte der Versorgungsspannung  $\rightarrow 6 \text{ V}$

Daraus ergibt sich:

$$R_D := \frac{U_1}{I_{DSS}}$$

$$R_D = 1.5 \text{ k}\Omega$$

Nächster Widerstandswert der E24 Reihe ist  $1.2 \text{ k}\Omega$ .

Daraus ergibt sich ein Spannungsabfall an  $R_D$  von:

$$R_D := 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$U_1 := R_D \cdot I_{DSS}$$

$$U_1 = 4.8 \text{ V}$$

Annahme:

$$I_{DSS} := 4 \cdot \text{mA}$$

$$U_p := -1.5\text{V}$$

$$I_{DS} := 2\text{mA}$$

$$U_{GS} := -R_s \cdot I_{DS}$$

$$I_{DS} := I_{DSS} \cdot \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2$$

$$I_{DS} := I_{DSS} \cdot \left( 1 - \frac{R_s \cdot I_{DS}}{|U_p|} \right)^2$$

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} := 1 - \frac{R_s \cdot I_{DS}}{|U_p|}$$

$$R_s := \frac{|U_p|}{I_{DS}} \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} \right)$$

$$R_s = 219.67 \Omega$$

Nächster Normwert der E24 Reihe ist  $220 \Omega$ .

$$R_s := 220 \Omega \quad \text{Korrigierter Wert von } U_{GS}$$

$$U_{GS} := -R_s \cdot I_{DS}$$

$$U_{GS} = -0.44 \text{V}$$

## Berechnung der Verstärkung des FET – Verstärkers

$$A_V = -S \cdot R_D$$

$$I_{DS} = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

$$S = \frac{d}{dU_{GS}} I_{DS}$$

$$S = 2 \cdot I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) \cdot \left(\frac{-1}{U_P}\right)$$

$$I_{DS} = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

$$\sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}} = 1 - \frac{U_{GS}}{U_P}$$

$$\frac{U_{GS}}{U_P} = 1 - \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}}$$

$$U_{GS} = U_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}}\right)$$

$$S = 2 \cdot I_{DSS} \cdot \left(1 - 1 + \sqrt{\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}}\right) \cdot \left(-\frac{1}{U_P}\right)$$

$$S = 2 \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DS}} \cdot \left(-\frac{1}{U_P}\right)$$

$$A_V = k = -2 \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DS}} \cdot \frac{1}{U_P} \cdot R_D$$

Da wir  $U_P = -1.5V$ ,  $I_{DS} = 2 \text{ mA}$  und  $I_{DSS} = 4 \text{ mA}$  gegeben haben, können wir nun die Verstärkung berechnen.

Die Verstärkung lautet dann:

$$k := -2 \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DS}} \cdot \left(-\frac{1}{U_P}\right) \cdot R_D$$

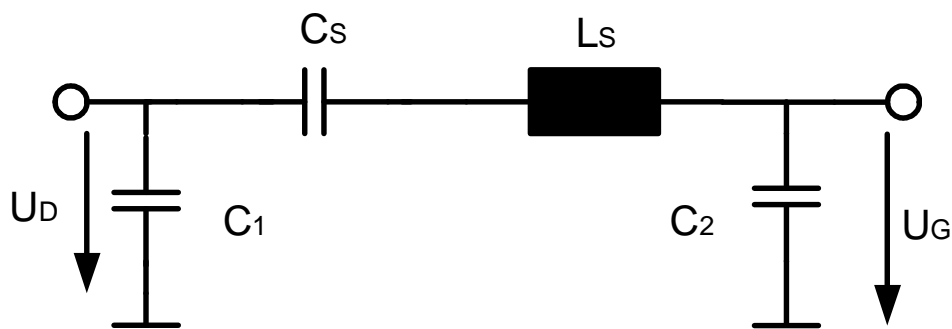
$$k = -4.525$$

## Das Rückkoppelnetzwerk

Das Rückkoppelnetzwerk besteht aus einem Quarz mit 32.768 kHz und zwei Kondensatoren, die auf Masse geschaltet sind.

Der Quarz wird in Serienresonanz betrieben. Laut einer Messung beträgt der Serienwiderstand 15 k. Laut Datenblatt hat der Serienkondensator 0.0035 pF und die Serieninduktivität 6740 H.

## Schaltbild des Rückkoppelnetzwerkes



## Berechnung der Resonanzfrequenz des Rückkoppelnetzwerkes

$$Z_{\text{Ein}} = \frac{j \cdot X_{C2} \cdot (j \cdot X_{LS} + j \cdot X_{CS} + j \cdot X_{C1})}{j \cdot X_{C2} + j \cdot X_{LS} + j \cdot X_{CS} + j \cdot X_{C1}}$$

$$Z_{\text{Ein}} = \frac{-X_{C2} \cdot X_{LS} - X_{C2} \cdot X_{CS} - X_{C2} \cdot X_{C1}}{j \cdot X_{C2} + j \cdot X_{LS} + j \cdot X_{CS} + j \cdot X_{C1}}$$

$$Z_{\text{Ein}} = \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} \cdot j \cdot \omega \cdot L_S + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_S} \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_S} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} \cdot \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L_S + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_S} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}}$$

$$Z_{\text{Ein}} = \frac{\frac{L_S}{C_2} - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_S \cdot C_2} - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot C_2}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L_S + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_S} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}}$$

Damit Parallelresonanz vorliegt, muss der Leitwert bei Resonanzfrequenz 0 sein!

$$Y_{\text{Ein}} = \frac{1}{Z_{\text{Ein}}}$$

$$Y_{\text{Ein}} = \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L_S + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}}{\frac{L_S}{C_2} - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_S \cdot C_2} - \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$Y_{\text{Ein}} = \frac{-\omega^2 \cdot C_S \cdot C_1 - \omega^4 \cdot L_S \cdot C_S \cdot C_2 \cdot C_1 - \omega^2 \cdot C_2 \cdot C_1 - \omega^2 \cdot C_2 \cdot C_1}{-j \cdot \omega^3 \cdot C_2 \cdot C_S \cdot C_1}$$

$$Y_{\text{Ein}} = \frac{-C_S \cdot C_1 - \omega^2 \cdot L_S \cdot C_S \cdot C_2 \cdot C_1 - C_2 \cdot C_1 - C_2 \cdot C_S}{-j \cdot \omega \cdot C_2 \cdot C_S \cdot C_1} = 0$$

$$C_S \cdot C_1 + C_2 \cdot C_1 + C_2 \cdot C_S = \omega^2 \cdot L_S \cdot C_S \cdot C_2 \cdot C_1$$

$$\omega^2 = \frac{1}{C_2 \cdot L_S} + \frac{1}{L_S \cdot C_S} + \frac{1}{L_S \cdot C_1} = \frac{1}{L_S \cdot C_S} \cdot \left( \frac{C_S}{C_2} + 1 + \frac{C_S}{C_1} \right)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_S \cdot C_S} \cdot \left[ \frac{C_S \cdot (C_1 + C_2)}{C_1 \cdot C_2} \right]}$$

### Berechnung der Abschwächung des Rückkoppelnetzwerkes bei $f = 33 \text{ kHz}$

$$\frac{U_G}{U_D} = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_2}}{j \cdot \omega \cdot L_S + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_S} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}$$

$$\frac{U_G}{U_D} = \frac{1}{\frac{C_2}{C_S} + \frac{C_2}{C_2} - \omega^2 \cdot L_S \cdot C_2}$$

$$\frac{U_G}{U_D} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_S} - \omega^2 \cdot L_S \cdot C_2}$$

Nun wird für  $\omega$  die oben berechnete Gleichung eingesetzt

$$\frac{U_G}{U_D} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_S} - \frac{1}{L_S \cdot C_S} \cdot \left[ 1 + \frac{C_S \cdot (C_1 + C_2)}{C_1 \cdot C_2} \right] \cdot L_S \cdot C_2}$$

$$\frac{U_G}{U_D} = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_S} - \frac{C_2}{C_S} - \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1}} = \frac{1}{1 - 1 - \frac{C_2}{C_1}}$$

$$\frac{U_G}{U_D} = -\frac{C_1}{C_2}$$

$$a = -\frac{C_1}{C_2}$$

Mit diesen zwei Formeln kann man nun die Bauteile berechnen. Die Berechnung lautet wie folgt:

$$L_S := 6740\text{H}$$

$$C_S := 0.0035\text{pF}$$

$$a = -\frac{C_1}{C_2}$$

Annahme von C1

$$C_1 := 10\text{nF}$$

$$C_2 := -a \cdot C_1$$

$$C_2 = 4.525 \times 10^4 \text{pF}$$

Damit Abschwächung kleiner als Verstärkung, muss C2 grösser als 678.8pF sein.

Annahme von C2

$$C_2 := 150\text{pF}$$

$$a := \frac{-C_1}{C_2}$$

$$a = -66.667$$

$$\omega := \sqrt{\frac{1}{L_S \cdot C_S} \left[ 1 + \frac{C_S \cdot (C_1 + C_2)}{C_1 \cdot C_2} \right]}$$

$$\omega = 2.059 \times 10^5 \text{ Hz}$$

$$f := \frac{\omega}{2 \cdot \pi}$$

$$f = 32.769 \text{ kHz}$$

$$\frac{1}{a} = -0.015$$

Aus dieser Gleichung ist ersichtlich, dass die Schwingbedingung erfüllt wäre, jedoch muss die Verstärkung des Verstärkers grösser als die Abschwächung des Rückkoppelnetzwerkes sein. Da wir hier einen Quarz benutzen und dessen Güte sehr hoch ist, wird die Berechnung der Bauteile sehr komplex. Damit man diese Rechnung nicht lösen muss, werden mathematische Hilfsmittel verwendet.

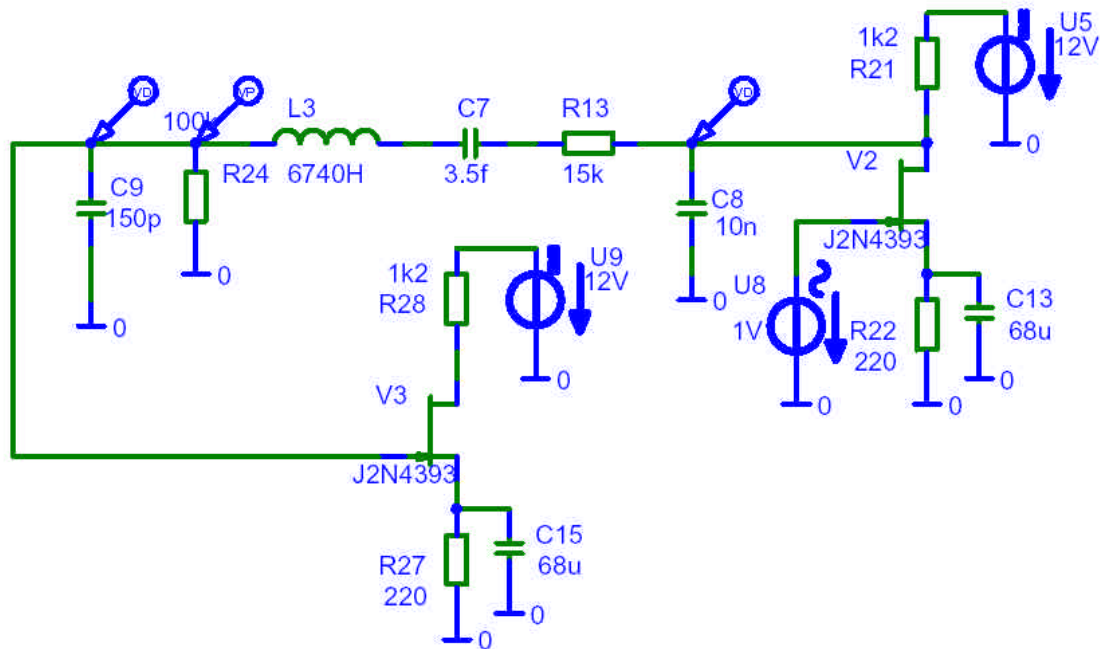
Ich verwende hierfür PSpice in der Transient - Analyse.

Da PSpice die gesamte Schaltung nicht lösen kann, da der Quarz eine zu hohe Güte besitzt, berechnen wir die Schleifenverstärkung mit der AC - Analyse.

Die Kondensatoren werden wieder gleich angenommen, wie oben definiert.

## Reale Berechnung des Quarzoszillators

Zur Berechnung des Quarzoszillators wird folgende Schaltung verwendet:

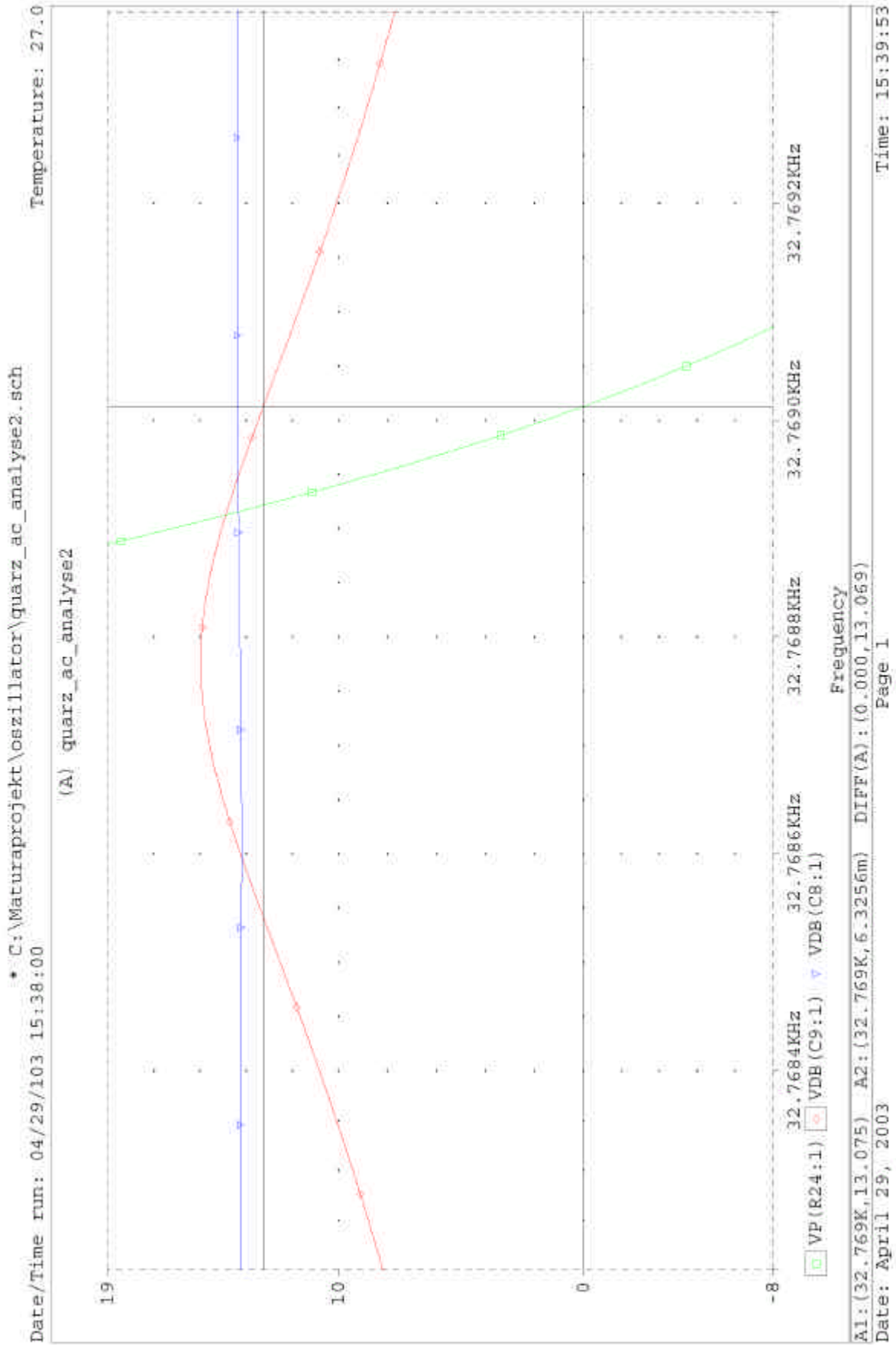


Nun können wir die Schaltung simulieren. Aus der Simulation interessiert uns im wesentlichen der Wert der Amplitude, bei dem die Phase 0 ist.

Die Schwingbedingung ist dann erfüllt, wenn die Verstärkung größer 1 (0 dB) ist.

Anhand des Graphen auf der nächsten Seite ist erkennbar, dass die Schwingbedingung mit den ausgewählten Werten für die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$ , erfüllt wird.





## Grafische Darstellung der Übertragungsfunktion

Zur graphischen Darstellung der Übertragungsfunktion habe ich ein kurzes Programm in MATLAB 6 geschrieben.

### Code des Programms

```
C:\Maturaprojekt\11s1\flirt\matlab\rueckkoppelzweig.m Page 1
18. April 2003 11:45:08


---


% Author: Sandholzer Markus
% Datum: 25.02.03
% Dieses Programm zeichnet das Bodediagramm des Rückkoppelnetzwerkes eines
% Quarzoszillators

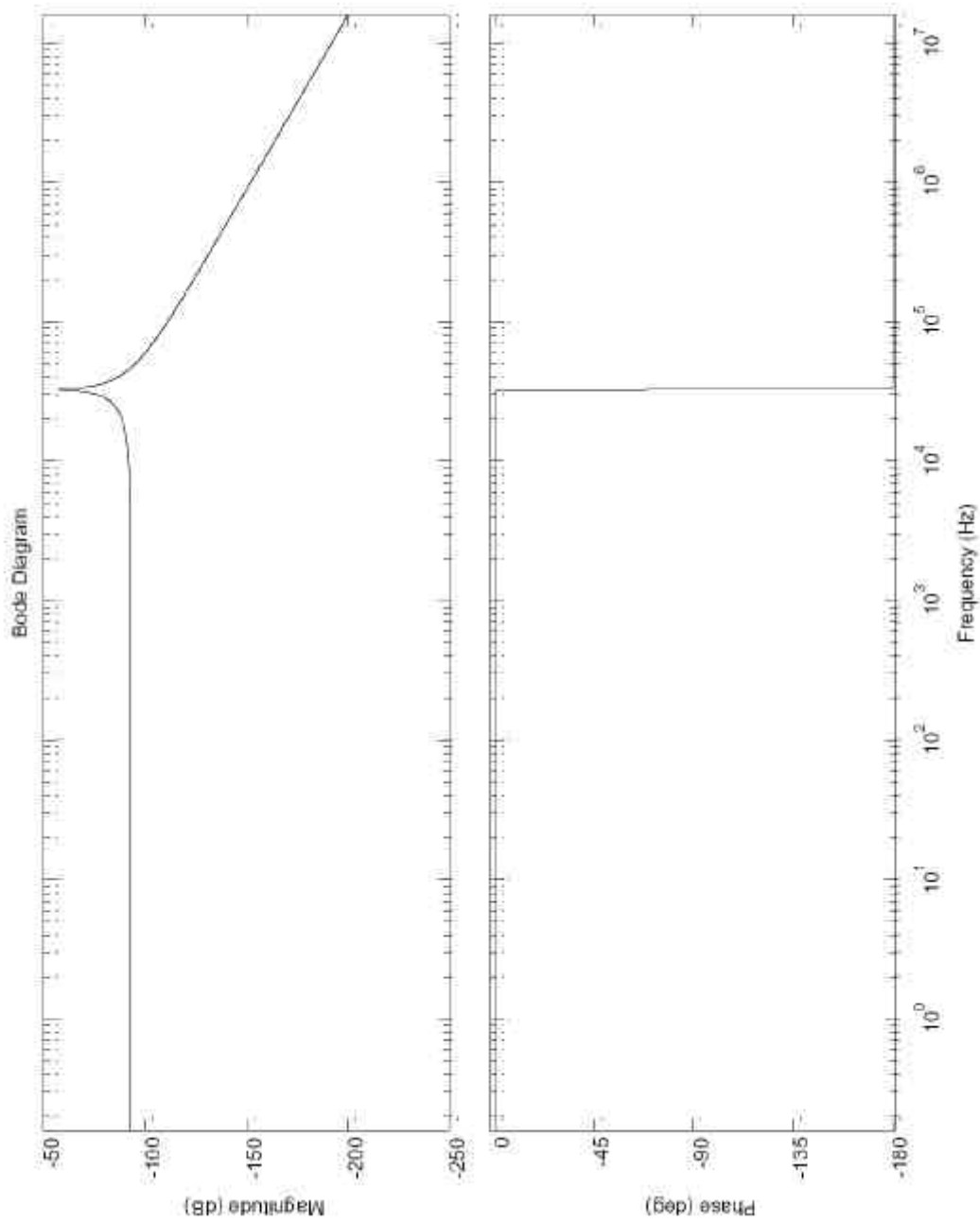
C1=150*10^-12;
Rs=15000;
Cs=3.5*10^-15;
Ls=6740;
C0=1.6*10^-12;

ZKS=[1/C1]; %Zählerpolynom der Übertragungsfunktion
NKS=[Ls Rs (1/Cs+1/C1)]; %Nennerpolynom der Ü - Funktion

printsys(ZKS,NKS,'s') %Ausgabe der Ü - Funktion in Matlab

%Zeichnen des Bodediagramms inclusive Ermittlung
w=logspace(0,8, 1000);
figure(1)
margin(ZKS, NKS);
bode(ZKS, NKS, w)
grid
[amp,phase]=bode(ZKS, NKS, 2*pi*33000)
```

## Graphische Darstellung der Übertragungsfunktion





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

## Auszug aus dem Befehlsfenster in MATLAB

MATLAB Command Window  
18. April 2003

Page 1  
11:48:44

To get started, select "MATLAB Help" from the Help menu.

C1 =

1.5000e-010

Rs =

15000

Cs =

3.5000e-015

Ls =

6740

C0 =

1.6000e-012

num/den =

6666666666.6667

-----  
6740 s^2 + 15000 s + 285720952380952

amp =

0.0016

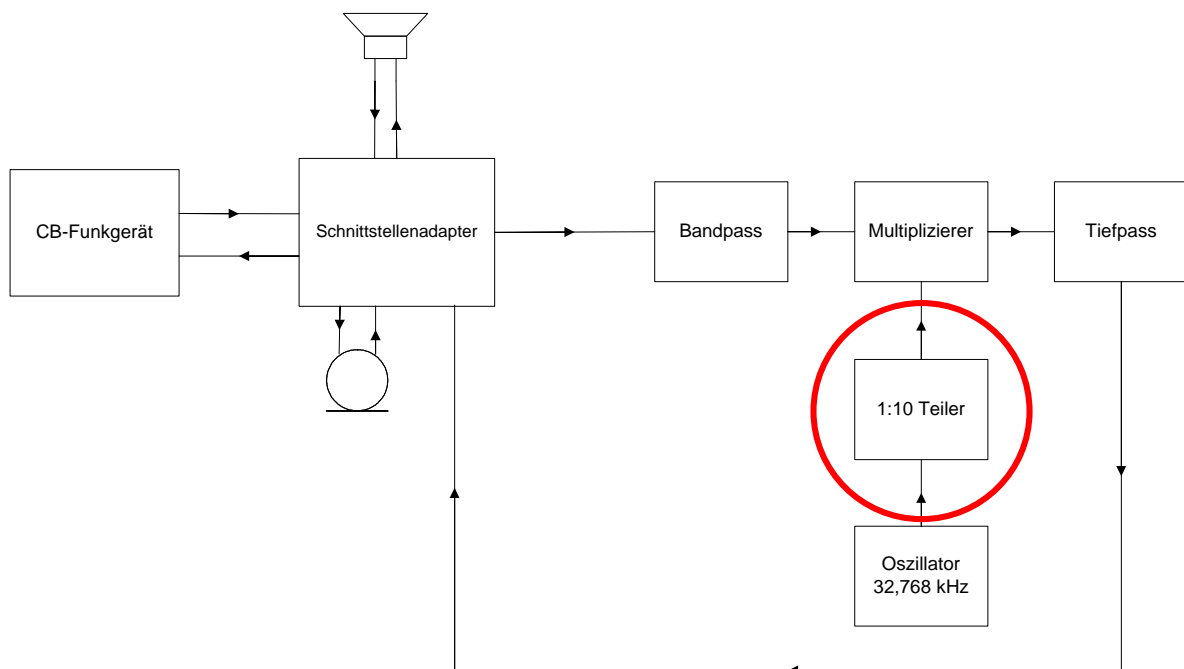
phase =

-179.9559

## 3.4 Teiler

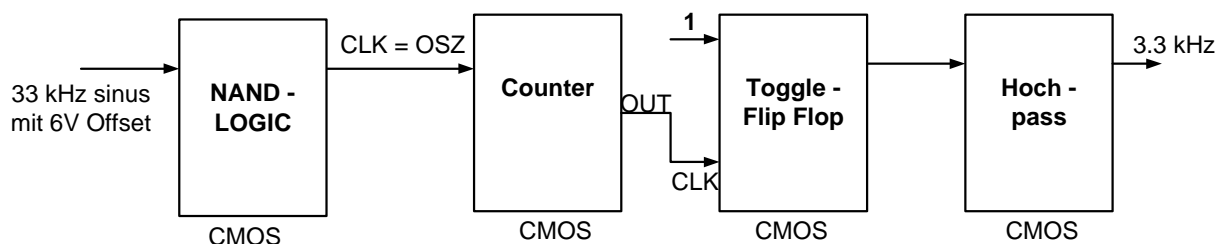
### Allgemeines

Der Frequenzteiler soll die Frequenz des Oszillators, der mit einer Frequenz von 33 kHz schwingt, durch den Faktor 10 teilen. Somit sollten wir eine Frequenz von 3.3 kHz erhalten. Diese Frequenz wird dann für die Modulation verwendet..



Der Frequenzteiler besteht im wesentlichen aus einem NAND – Gatter, einem Counter, einem Toggle Flip Flop, und damit wir ein Signal ohne DC – Anteil bekommen, gehört noch ein Hochpass dazu, der eine Grenzfrequenz von einigen Hz hat.

Die Anordnung der einzelnen Elemente kann man an dem nachstehenden Blockschaltbild erkennen.



## Das Signal vom Oszillator

Das Signal, das vom Oszillator geliefert wird, sollte einem Sinus mit 33 kHz entsprechen. Durch die Realisierung des Oszillators mit einem Quarz sollten keine Oberwellen vorhanden sein.

Das Oszillatorsignal muss einen Offset von 2.5 V haben und eine Amplitude von mindestens 4 V<sub>ss</sub>, damit die anschließende Logikschaltung sauber schaltet.

## Allgemeines zur Logik

Ich verwende für den gesamten Teiler eine CMOS – Logik. Dadurch benötige ich nur eine Versorgungsspannung von 5 Volt und Masse (GND).

Auszug aus dem Datenblatt des NAND – Gatters 74HCT132 mit Schmitttriggereingang

SYMBOL	PARAMETER	T <sub>amb</sub> (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V <sub>CC</sub> (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
V <sub>T+</sub>	positive-going threshold	0.7	1.18	1.5	0.7	1.5	0.7	1.5	V	2.0	Figs 6 and 7	
		1.7	2.38	3.15	1.7	3.15	1.7	3.15		4.5		
		2.1	3.14	4.2	2.1	4.2	2.1	4.2		6.0		
V <sub>T-</sub>	negative-going threshold	0.3	0.63	1.0	0.3	1.0	0.3	1.0	V	2.0	Figs 6 and 7	
		0.9	1.67	2.2	0.9	2.2	0.9	2.2		4.5		
		1.2	2.26	3.0	1.2	3.0	1.2	3.0		6.0		
V <sub>H</sub>	hysteresis (V <sub>T+</sub> - V <sub>T-</sub> )	0.2	0.55	1.0	0.2	1.0	0.2	1.0	V	2.0	Figs 6 and 7	
		0.4	0.71	1.4	0.4	1.4	0.4	1.4		4.5		
		0.6	0.88	1.6	0.6	1.6	0.6	1.6		6.0		

Aus dieser Tabelle des 74HCT132 kann man die Pegel ablesen, die benötigt, werden um ein eindeutiges LOW bzw. HIGH zu erkennen.

Da wir eine Versorgungsspannung von 5V haben, nehmen wir den Mittelwert von 4.5V und 6V.

Ich beziehe mich jetzt auf die typischen Werte bei 5V.

Ein LOW wird erkannt, solange die Eingangsspannung nicht größer als

$$U_{\text{low}} := \frac{1.5(2.26\text{V} - 1.67\text{V})}{2} + 1.67\text{V}$$

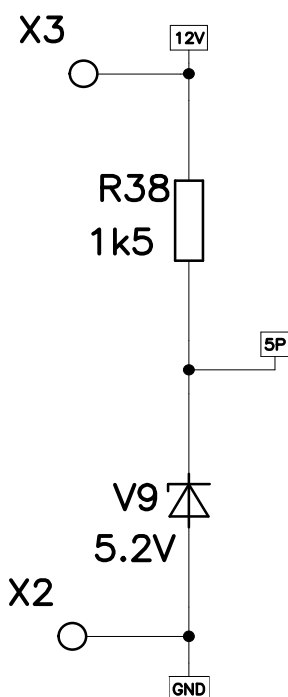
$$U_{\text{low}} = 2.112\text{V} \quad \text{ist.}$$

Ein HIGH wird erkannt, sobald die Eingangsspannung größer als

$$U_{\text{high}} := \frac{1.5(3.14\text{V} - 2.38\text{V})}{2} + 2.38\text{V}$$

$$U_{\text{high}} = 2.95\text{V} \quad \text{ist.}$$

## Die Spannungsversorgung



Da wir nur eine Versorgungsspannung von 12 Volt haben, realisierte ich einen Spannungsregler mit einer Zenerdiode und einem Widerstand.

Die Zenerdiode hat eine Zenerspannung von 5.2 Volt.

Der Widerstand R38 ist für die Strombegrenzung zuständig.

Da die Logik nur sehr wenig Strom aufnimmt und die Spannung durch die Zenerdiode stabil gehalten wird, kann ein Widerstand von 1.5 k eingesetzt werden.

Dies ergibt einen Leerlaufstrom (wenn keine Logik angeschlossen ist) von

$$I_L := \frac{(12V - 5.2V)}{1.5 \cdot k\Omega}$$

$$I_L = 4.533 \text{ mA}$$

## Das NAND – Gatter

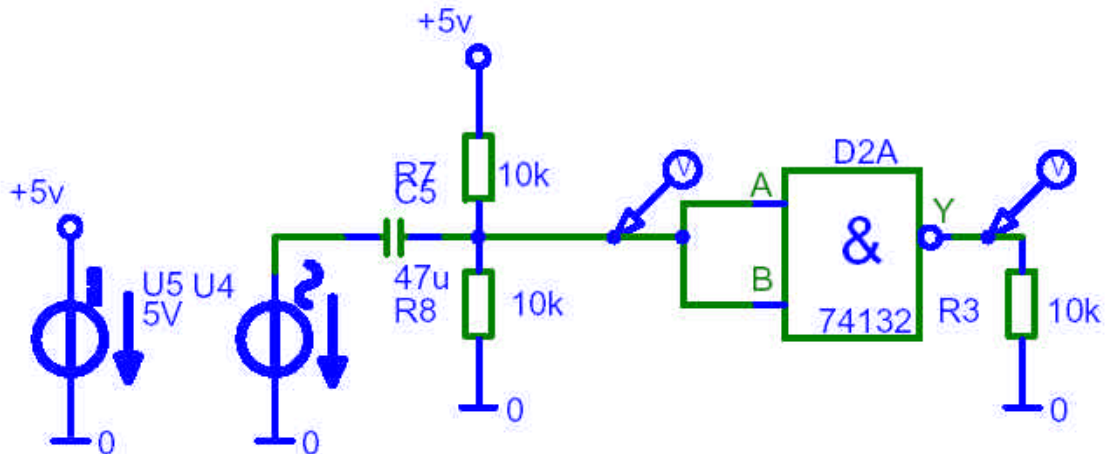
Das Oszillatorsignal wird zuerst auf ein NAND – Gatter mit Schmitttriggereingang geschaltet, um eine Rechteckform zu bekommen.

Bei meiner Schaltung werden die zwei Eingänge miteinander verbunden und auf das Oszillatorsignal geschaltet.

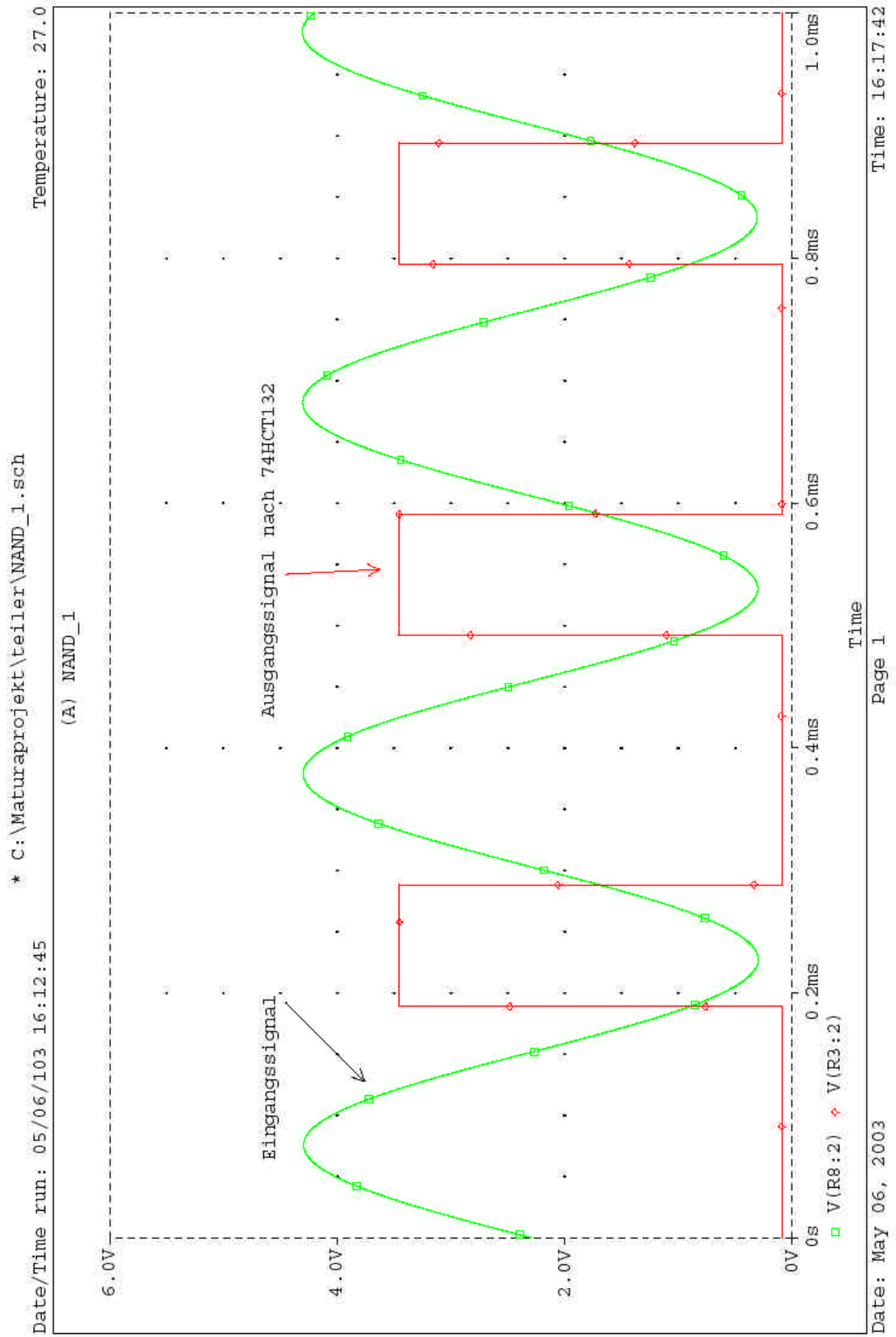
Da unser Signal ein Sinus mit einem Offset von 2.5 Volt ist und wir einen Schmitttriggereingang haben, bekommen wir ein Signal, das kein Tastverhältnis von 1:1 hat.

Nach dem NAND – Gatter haben wir einen CMOS – Pegel.

## Simulation des NAND – Gatters







## Der Counter

Der Counter übernimmt die Teilung der Frequenz. Bei jedem 5. Impuls am Eingang erreicht er den binären Zustand „0101“ = 5 dezimal.

Der Counter zählt nicht auf 10, da das nachfolgende Toggle Flip Flop noch eine Teilung der Frequenz mit dem Faktor 2 vornimmt.

Der Counter 74AC161 reagiert auf die positive Flanke, wenn CEP, CET und !PE (PE negiert) auf +5V geschaltet sind.

Die Kanäle P0, P1, P2 und P3 lege ich auf Masse, da diese in unserer Schaltung nicht benötigt werden. Ansonsten könnte man einen Anfangszustand auf den Counter geben, der mit D – Flip Flops realisiert ist.

Das Rechtecksignal vom 74HCT132 (NAND – Gatter) wird auf den Clockeingang (CP) des Counters geschaltet und zählt mit jeder positiven Flanke ein Bit aufwärts. Der Zustand des Counters ist an den Ausgängen Q0, Q1, Q2 und Q3 ersichtlich.

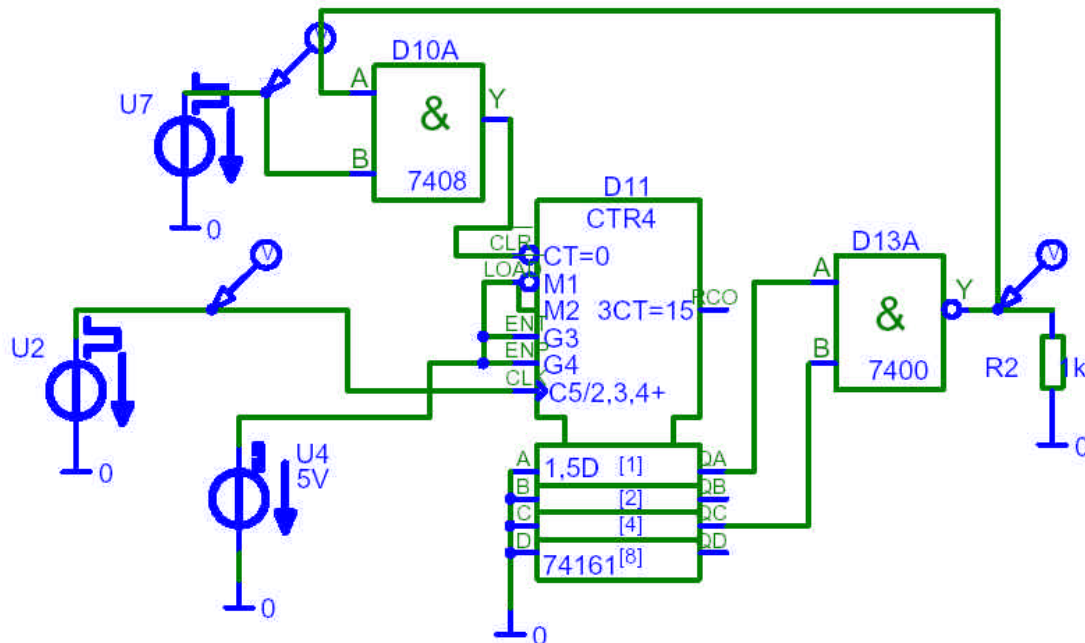
Der RESET (!MR) wird aktiv, wenn eine logische 0 anliegt. Da wir noch ein NAND – Gatter zur Verfügung haben und ein AND – Gatter für die Zustandsanzeige benötigen würde, wird das AND durch ein NAND ersetzt, da es am Ausgang des Teilers nicht wichtig ist, ob eine logische „0“ oder eine logische „1“ vorhanden ist. Somit kann der RESET direkt auf den Ausgang des 74HCT132, der nach dem Counter geschaltet ist, geführt werden. Da wir ein Problem mit den Laufzeiten festgestellt haben, werden die 2 zusätzlichen NAND – Gatter auch noch in Reihe geschaltet, um die Funktion des NAND – Gatters am Counterausgang beizubehalten und die Verzögerungszeit des RESET – Impulses zu verlängern.

D. h. liegt am Counterausgang der Wert „0101“, so wird der Ausgang des 74HCT132 „0“.

Dies aktiviert den RESET und der Counter fängt von 0 („0000“) an zu zählen.

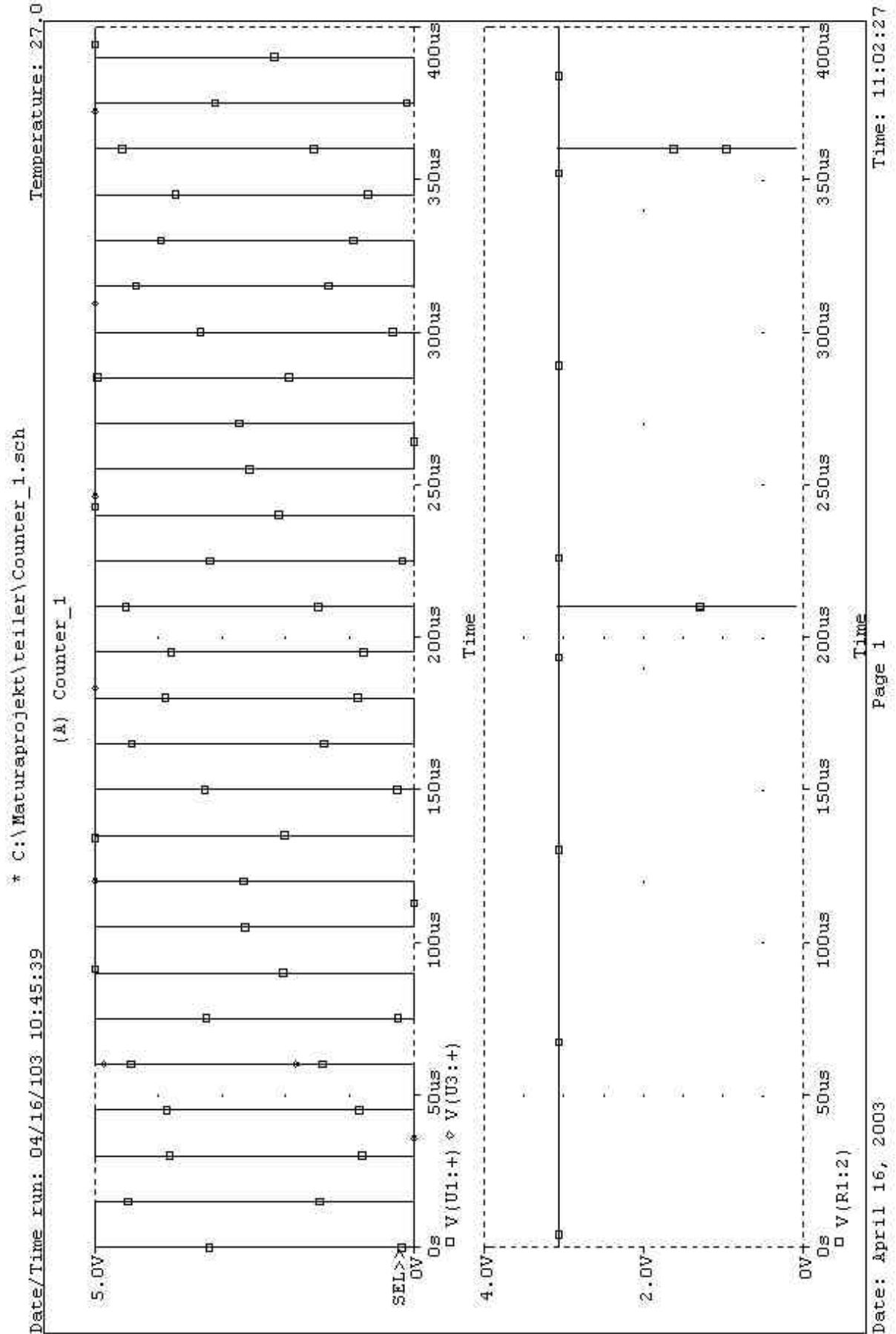
Liegt stattdessen kein „0101“ am Ausgang des Counters, so ist der Ausgang des 74HCT132 auf logisch „1“ und der RESET ist nicht aktiv.

## Simulation des Counters incl. Einem NAND – Gatter am Ausgang



Die Impulsquelle U3 wird zum Reseten des Counters bei der ersten Periode verwendet. Der Impuls ist 60 us auf „0“ und schaltet dann auf „1“, wobei er diesen Wert beibehält. Das AND – Gatter verknüpft die Impulsquelle U3 und der Ausgang des 74HCT132, damit der RESET geschaltet werden kann, wenn U3 auf „0“, bzw. wenn Ausgang des 74HCT132 auf „0“ ist. Da U3 nach 60 us auf „1“ ist, kommt es nur noch auf den Zustand des 74HCT132 an.

Die Impulsquelle U1 liefert einen Impuls mit einer Periodendauer von 30 us (33 kHz) und einer Rechteckamplitude von 0V und 5V.



An der Simulation kann man erkennen, dass nur ein kurzer Impuls am Ausgang des 74HCT132 ansteht, wenn der Counter den Wert „0101“ erreicht.

In der Praxis ist der Impuls breiter, gleicht einem Rechteck, da das NAND – Gatter eine Verzögerungszeit beim Umschalten von HIGH zu LOW von ca. 4.5 ns besitzt.

Diese Verzögerungszeit ist für die weitere Logik (bei der Simulation) eindeutig zu erkennen, da z. B der 74HC175 eine maximale Frequenz von ca. 214 MHz besitzt (min. 187 MHz).

Berechnung der Frequenz des Ausgangsimpulses

$$\text{ns} := 10^{-9} \cdot \text{s}$$

$$P_{\text{PHL}} := 4.5 \cdot \text{ns}$$

$$\text{per} := 2 \cdot P_{\text{PHL}}$$

$$\text{per} = 9 \text{ ns}$$

$$f := \frac{1}{\text{per}}$$

$$f = 111.111 \text{ MHz}$$

## Das Toggle Flip Flop

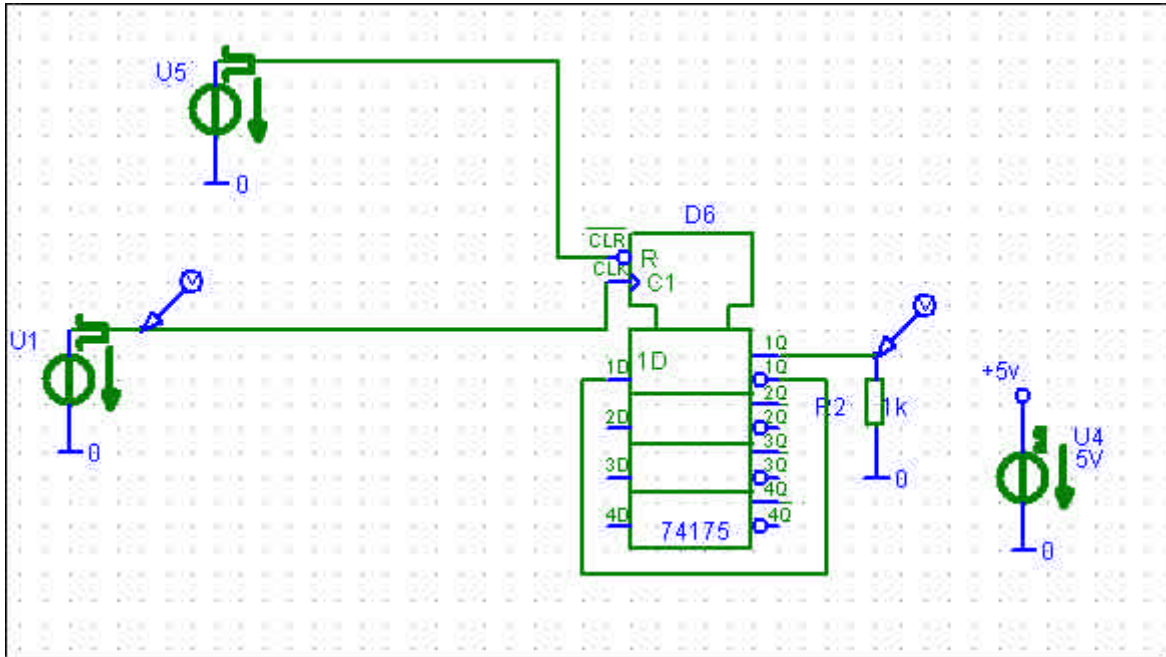
Das Toggle Flip Flop hat in meiner Schaltung die wesentliche Funktion der Frequenzteilung durch den Faktor 2.

Das Toggle Flip Flop ist durch ein D – Flip Flop realisiert, wobei der D – Eingang mit dem negierten Q – Ausgang verbunden wird. Der Clock Eingang des D – Flip Flops wird auf den Ausgang des 74HCT132 geschaltet, das nach dem Counter geschaltet ist.

Das D – Flip Flop hat eine maximale Frequenz von 165 MHz. Die Hold Time liegt bei 6 ns.

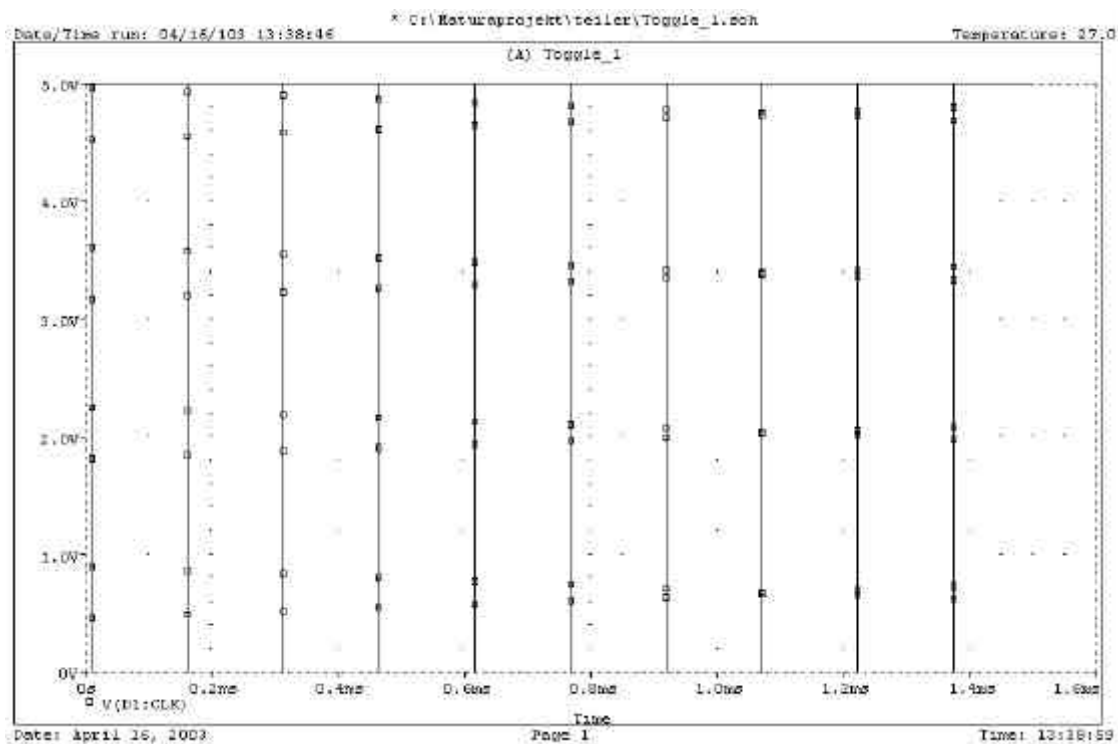
## Simulation des Toggle Flip Flops

Als Eingangsimpuls verwende ich die Counter Testschaltung.



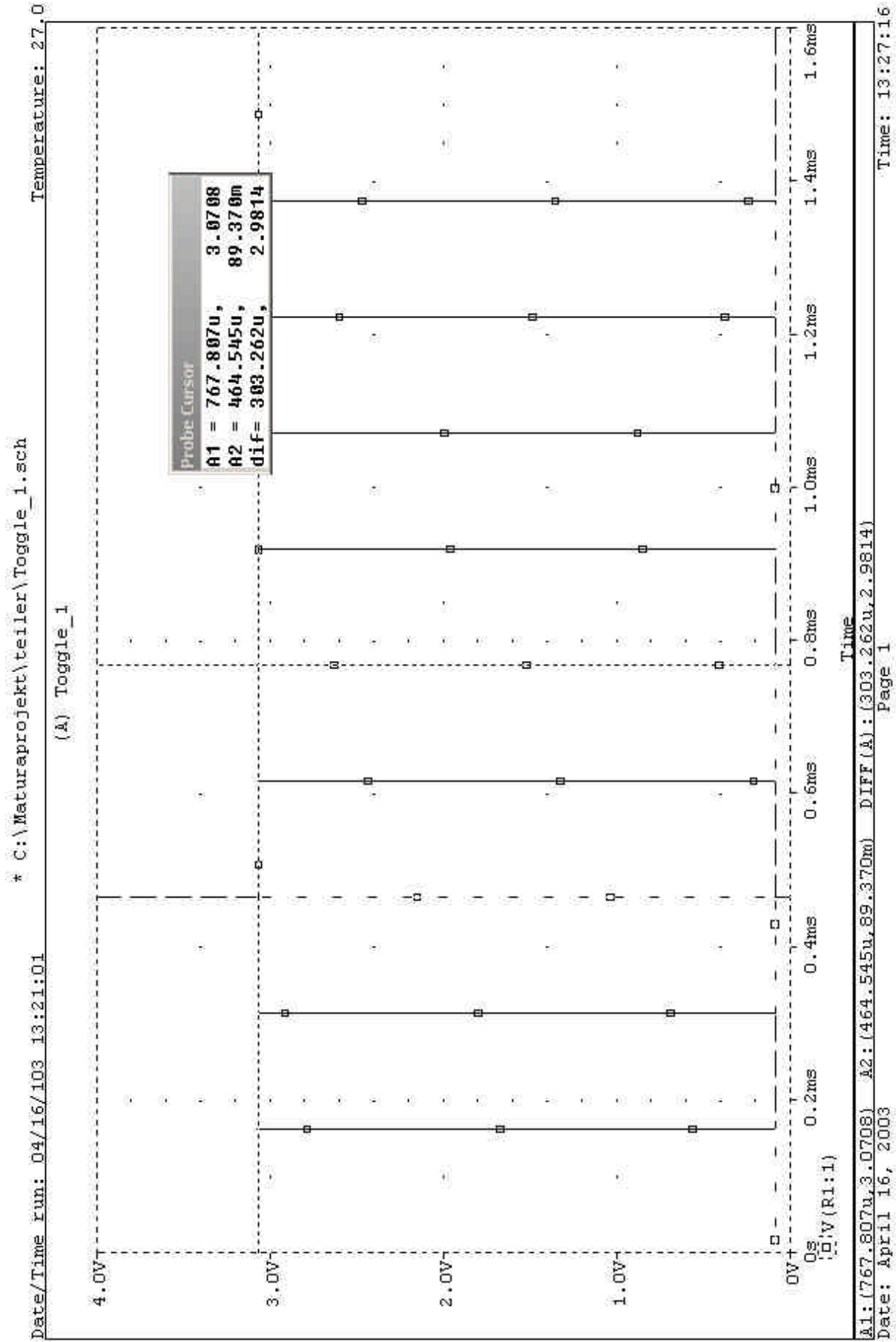
Impulsquelle U1 mit Frequenz  $f = 6.6 \text{ kHz}$  und Amplitude 5V.

Die Pulsweite ist 1ns.



Diese Grafik enthält das Verhalten der Impulsquelle U1.

Hier kann man recht deutlich erkennen, dass nur sehr schmale Impulse am Clock – Eingang auftreten.

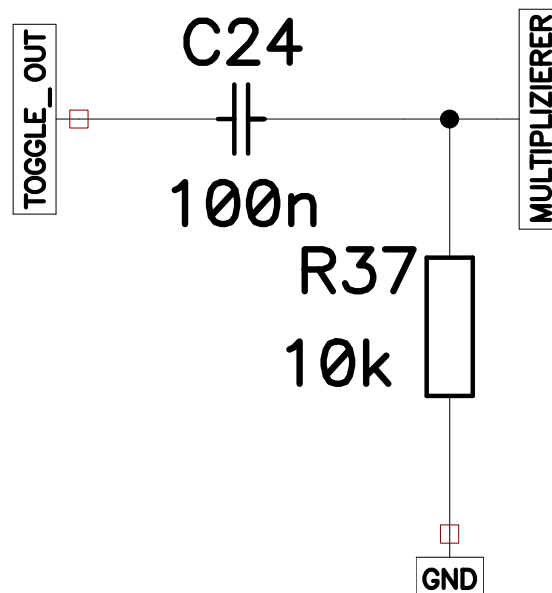


## Der Hochpass

Der Hochpass blockiert die Gleichspannung vor dem Multiplizierer ab.

So erhalten wir ein erdsymmetrisches Signal ohne Offset mit einer Frequenz von 3.3 kHz und einer Amplitude von 5 Vss. Da bei einem Rechteck Oberwellen mit ungeradzahligen Vielfachen auftreten ( $3 \cdot 3.3 \text{ kHz}$ ,  $5 \cdot 3.3 \text{ kHz}$ ,...), ergeben sich nach dem Modulator verschiedenste Mischprodukte. Aus diesem Grund benötigen wir nach dem Modulator noch einen Tiefpass.

## Aufbau des Hochpasses



Berechnung der Grenzfrequenz des Hochpassfilter

$$R := 10\text{k}\Omega$$

$$C := 100\text{nF}$$

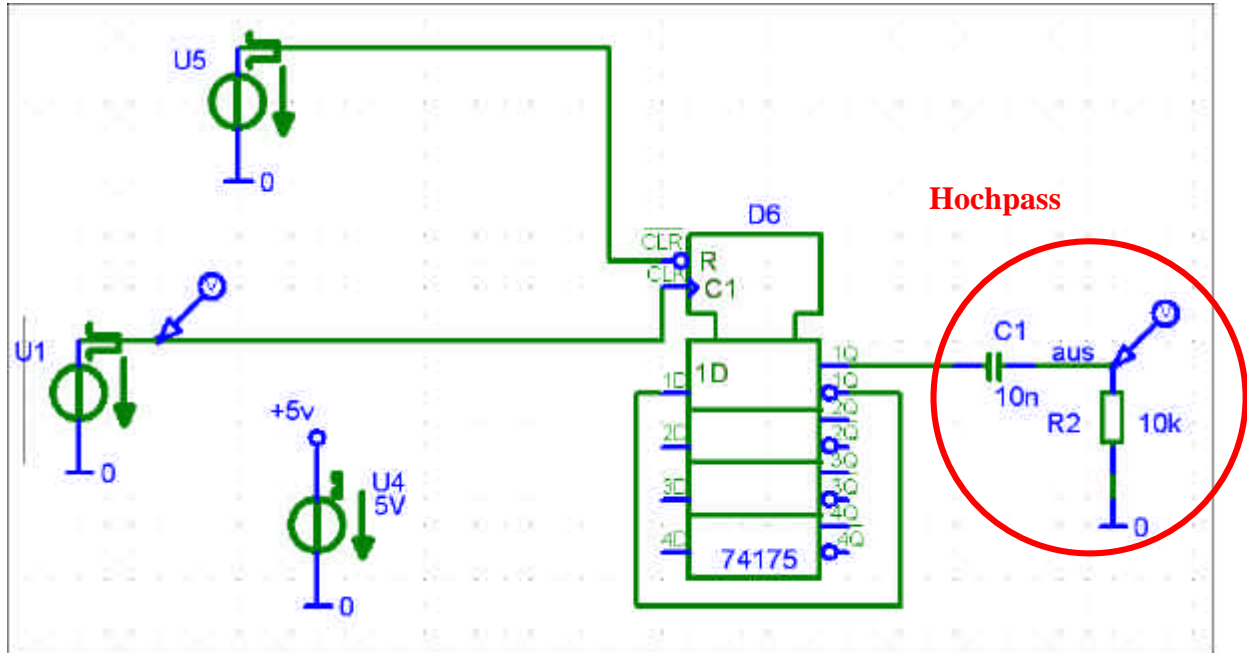
$$f_G := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$f_G = 159.155\text{Hz}$$

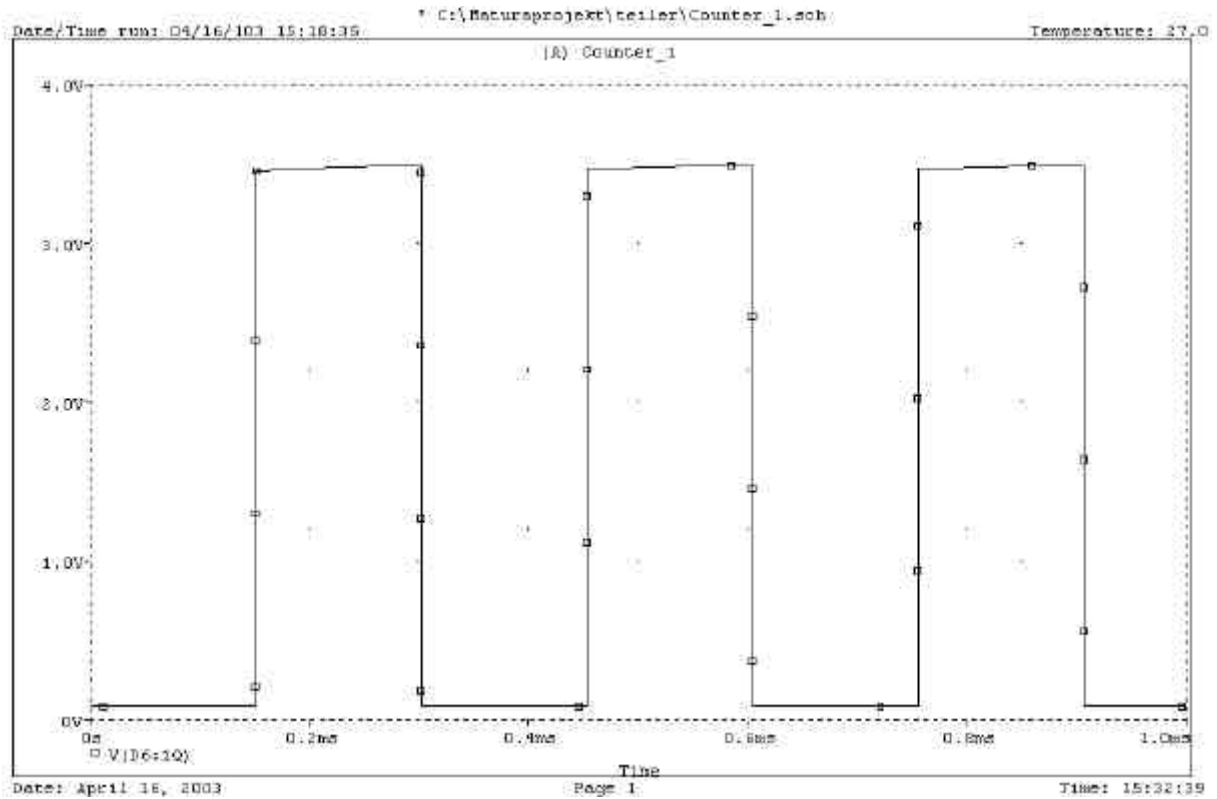


## Schaltung zur Simulation des Hochpasses

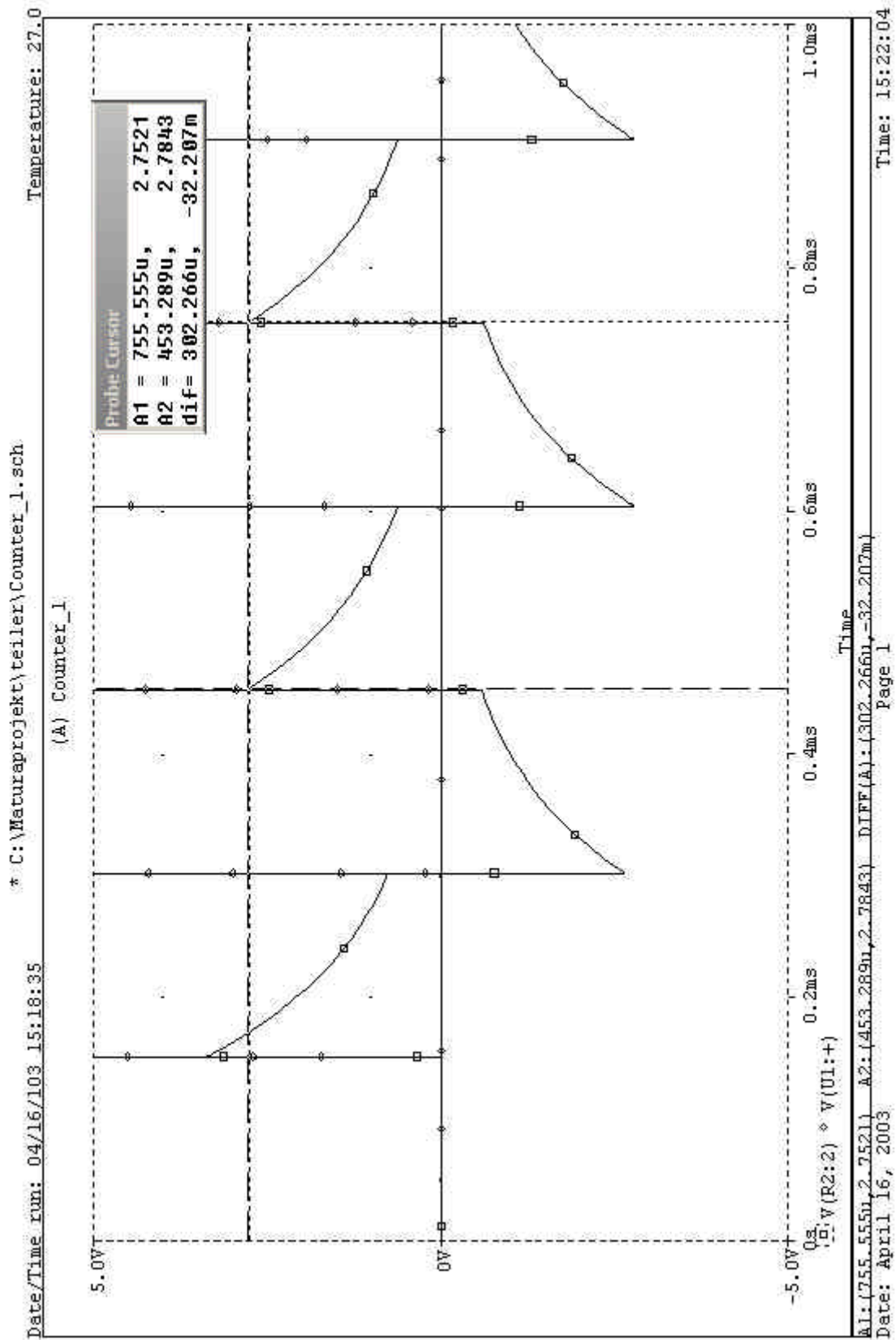
Als Eingangssignal habe ich das Signal aus dem Toggle Flip Flop verwendet.



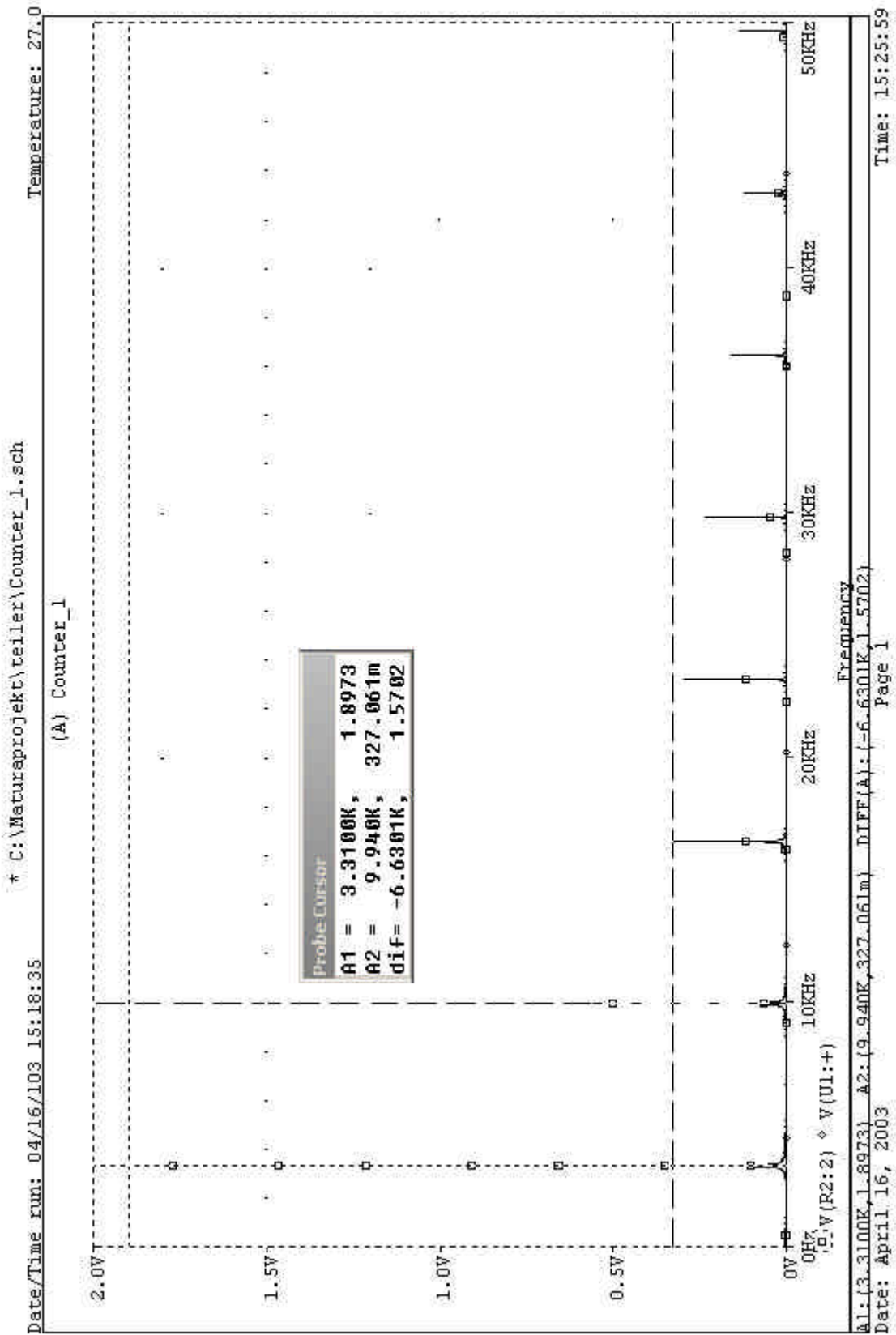
## Eingangssignal des Hochpasses



## Ausgangssignal des Hochpasses im Zeitbereich



## Ausgangssignal des Hochpasses im Frequenzbereich (mittels FFT)



## Die Realität

Nach der Berechnung und Simulation haben wir die Logik aufgebaut und festgestellt, dass der Ausgangsimpuls des Counters nicht lang genug ist, damit das Toggle – Flip – Flop reagieren kann.

Somit musste ich eine neue Schaltung finden, die die gleichen Eigenschaften wie die vorherige Schaltung hat.

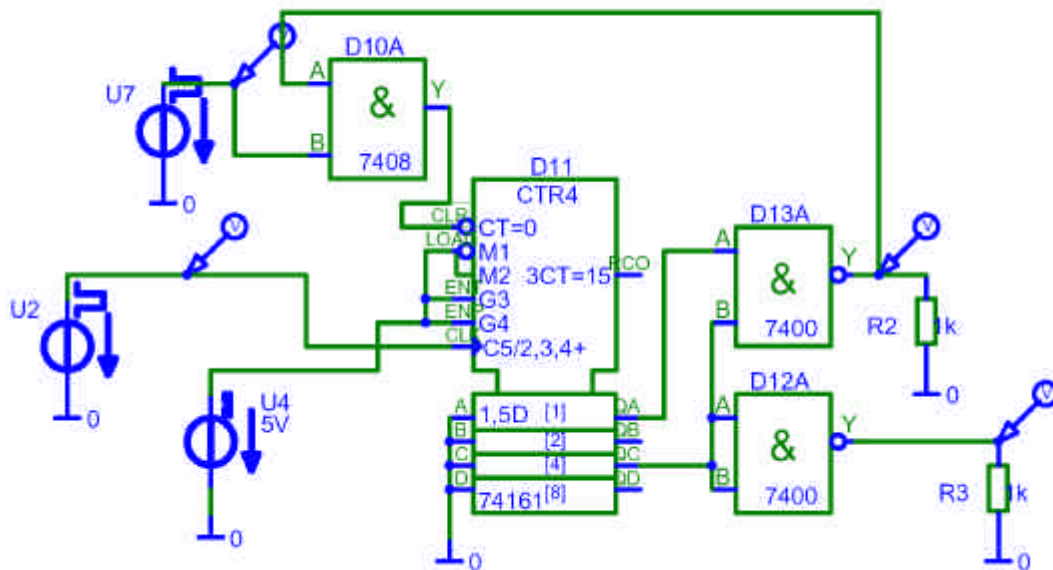
Ich entschied mich eine neue Logik zu entwickeln, ohne neue Bauelemente zu benötigen.

Ich bemerkte, dass das Signal auf das Toggle – Flip Flop geschaltet werden kann, ohne die Eigenschaften des RESETs zu ändern, wenn der Zustand „0100“ am Counter anliegt,.

Resultat ist, dass der Impulse am Toggle – Flip Flop eine Periode länger anliegt.

## Die Simulation

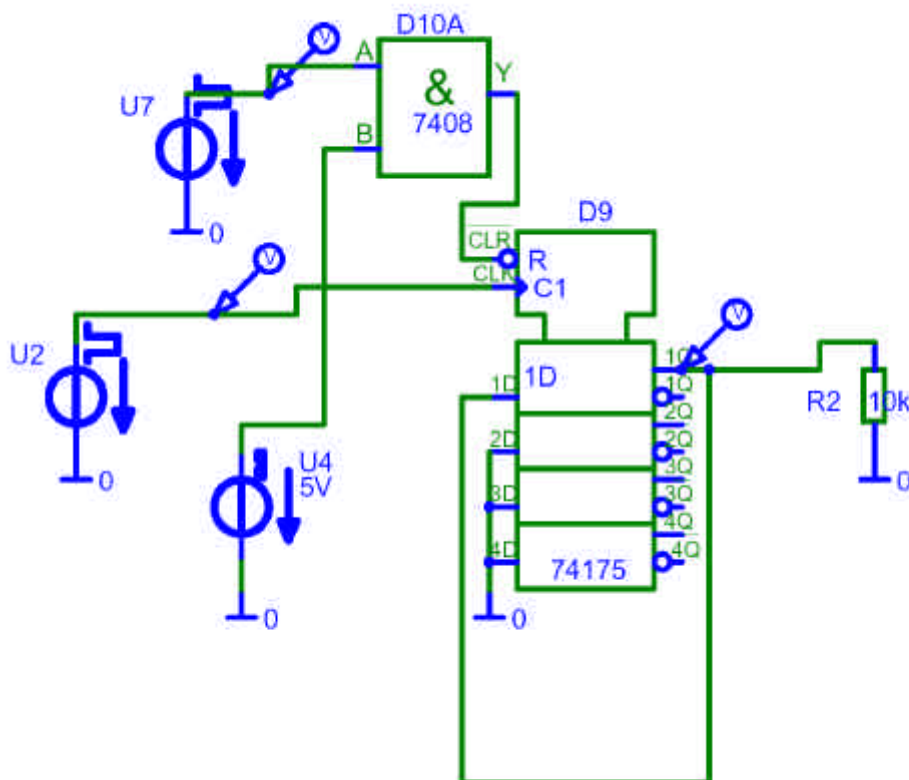
Zur Simulation des Counters wird folgende Schaltung verwendet. Als Clocksignal wird ein Rechteckimpuls mit 10 kHz verwendet, damit die Graphen leichter veranschaulicht werden können.



Wie man hier erkennen kann, wird nur noch ein zusätzliches NAND – Gatter benötigt, das im QUAD NAND bisher nicht verwendet wurde.

Nach dem NAND – Gatter D12 wird das Toggle – Flip Flop geschaltet, während das NAND – Gatter D13 für den RESET zuständig ist.

Das AND – Gatter wird wiederum benötigt, um den Counter zu reseten.

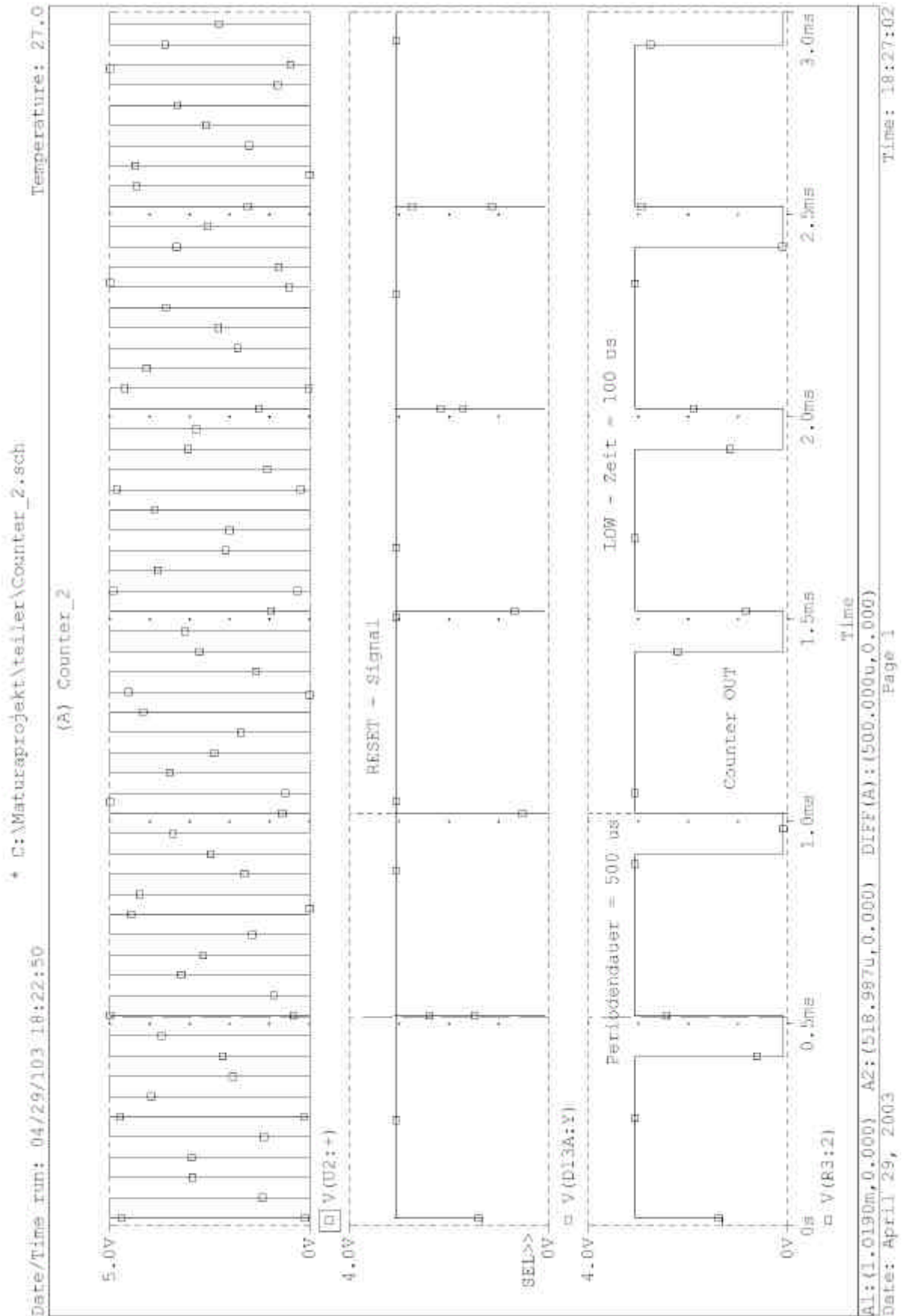


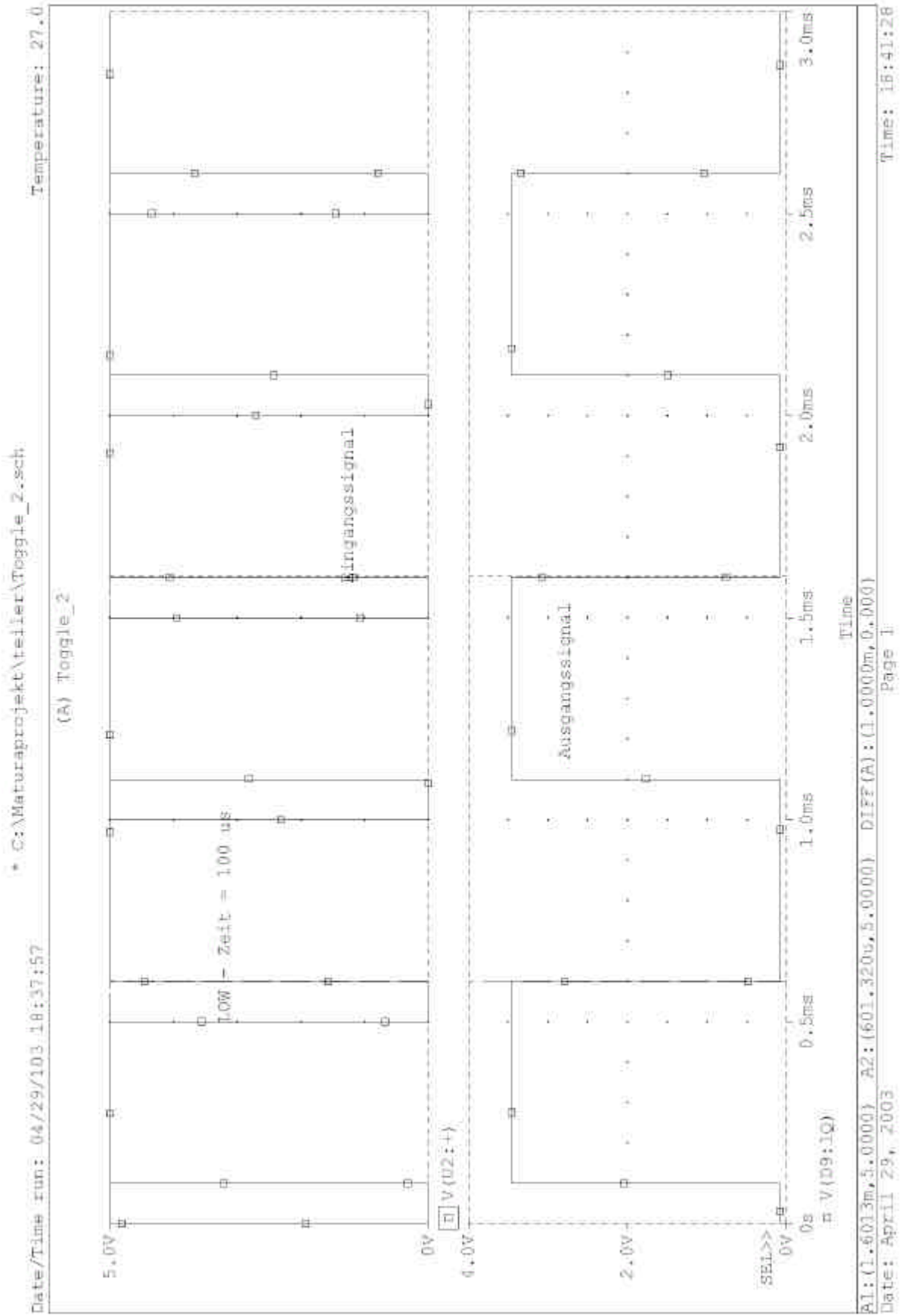
Wie man sieht, hat sich beim Toggle – Flip Flop nichts geändert.

Da ich nur eine Schülerversion von PSpice besitze, musste ich die Logik in zwei Teile aufteilen, da die Schülerversion nur eine Logik mit 3 logischen Bauelementen zulässt.

Der CLOCK wird hier über U2 eingespeist, wobei der zeitliche Verlauf dem Ausgang des NAND – Gatters entspricht.

## Simulation der Logikschaltung







An diesen Graphen kann man erkennen, dass sich eine Teilung durch 10 ergibt.

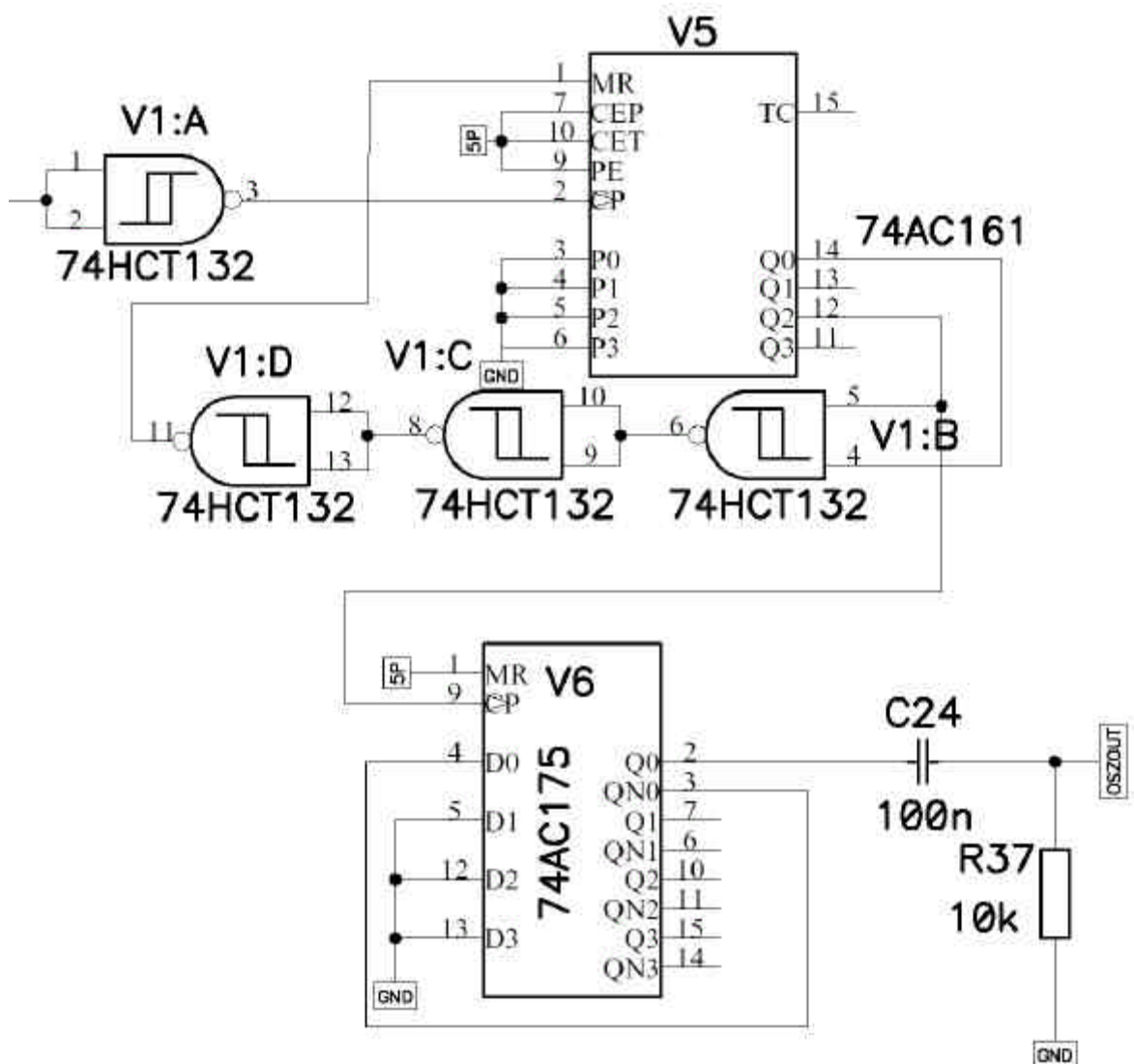
Das heißt, aus einem Signal mit der Frequenz  $f = 10 \text{ kHz}$  ( $T = 0.1 \text{ ms}$ ) wird ein Signal mit einer Frequenz von  $f = 1 \text{ kHz}$  ( $T = 1 \text{ ms}$ ).

Der positive Impuls am Eingang des Toggle – Flip Flops hat eine Dauer von 400  $\mu\text{s}$ .

Diese Dauer reicht, um das Flip Flop zu schalten.

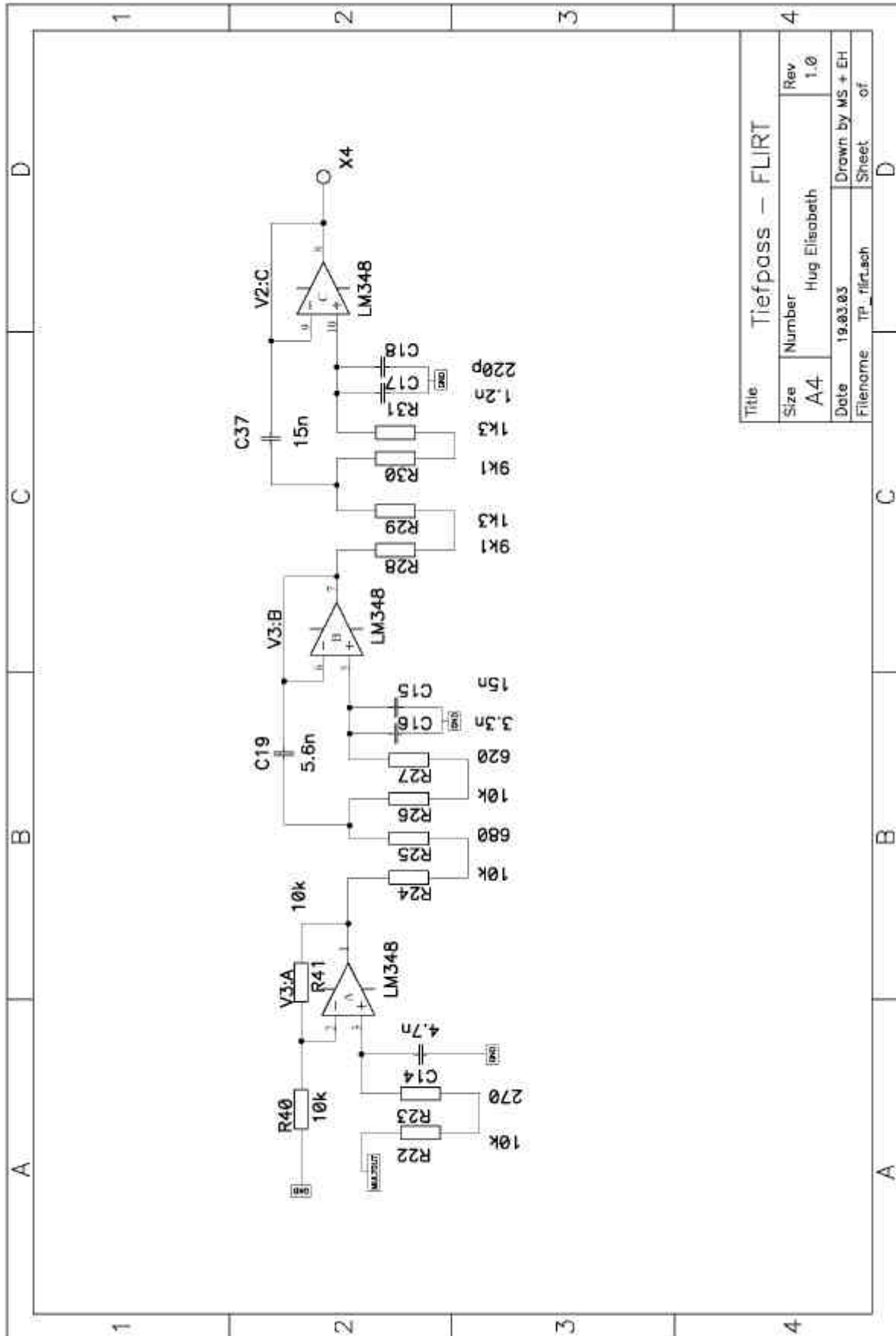
In der Praxis funktioniert diese Schaltung einwandfrei und wird somit beibehalten.

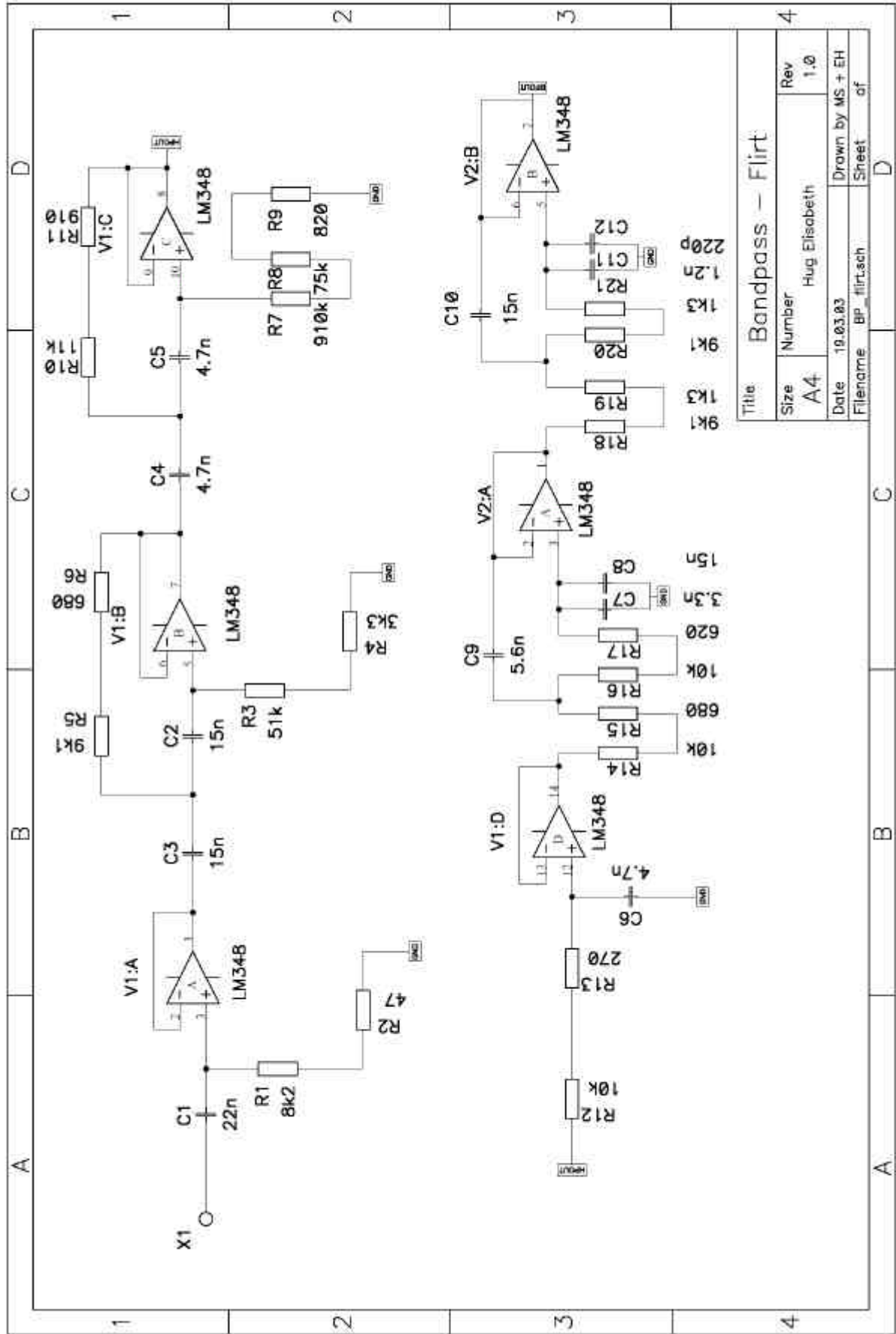
## Gesamtschaltung



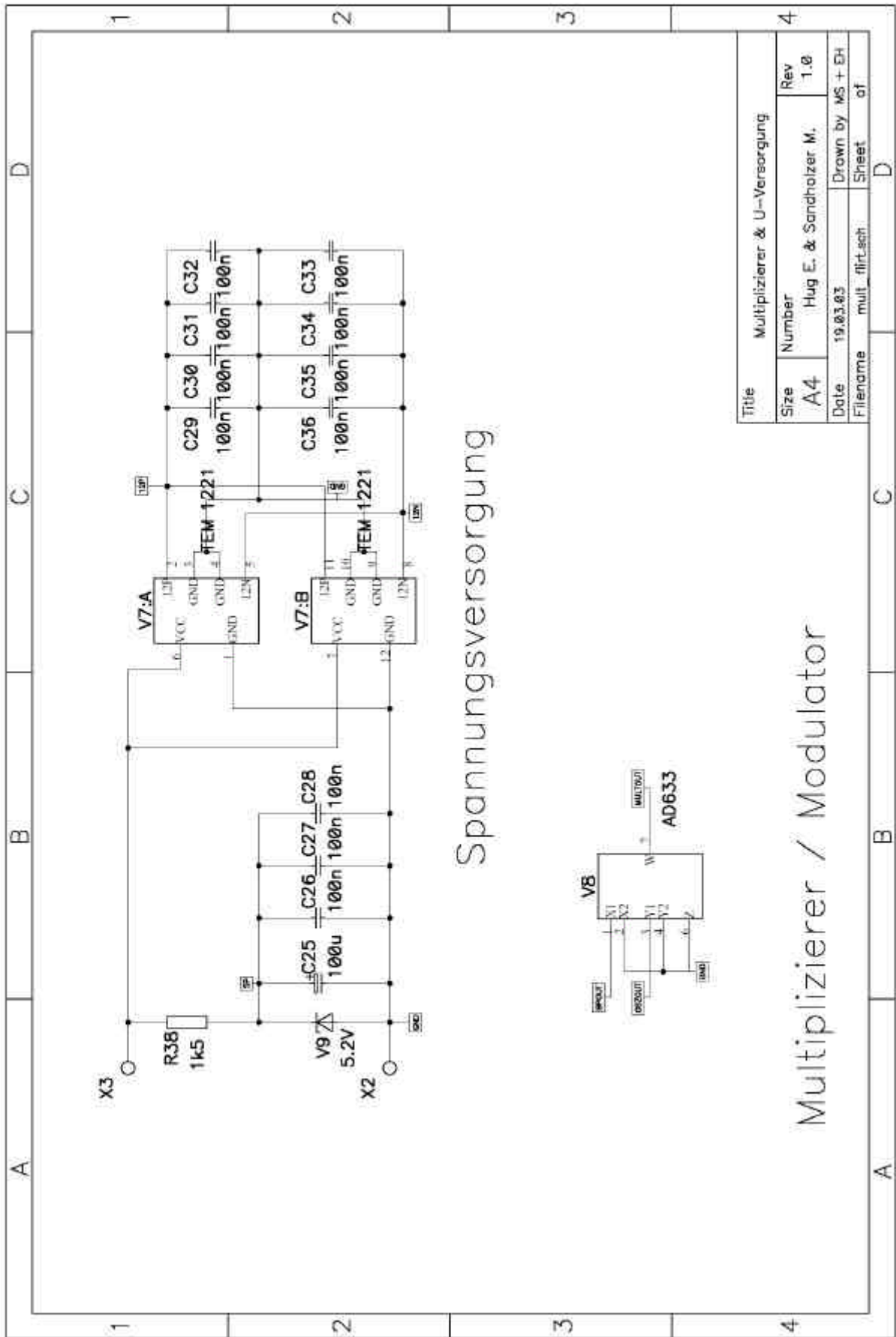


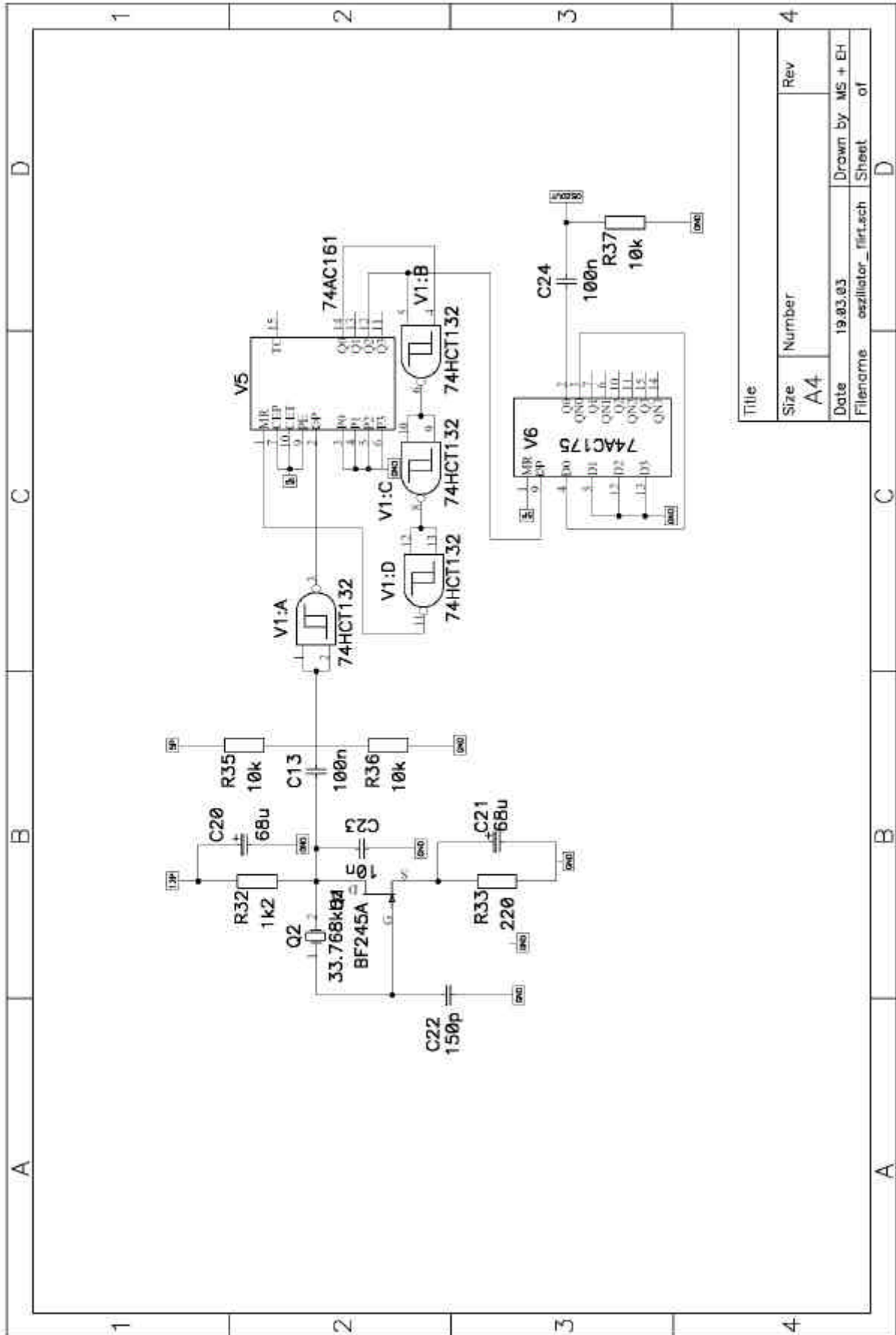
### 3.5 Fertigungsunterlagen



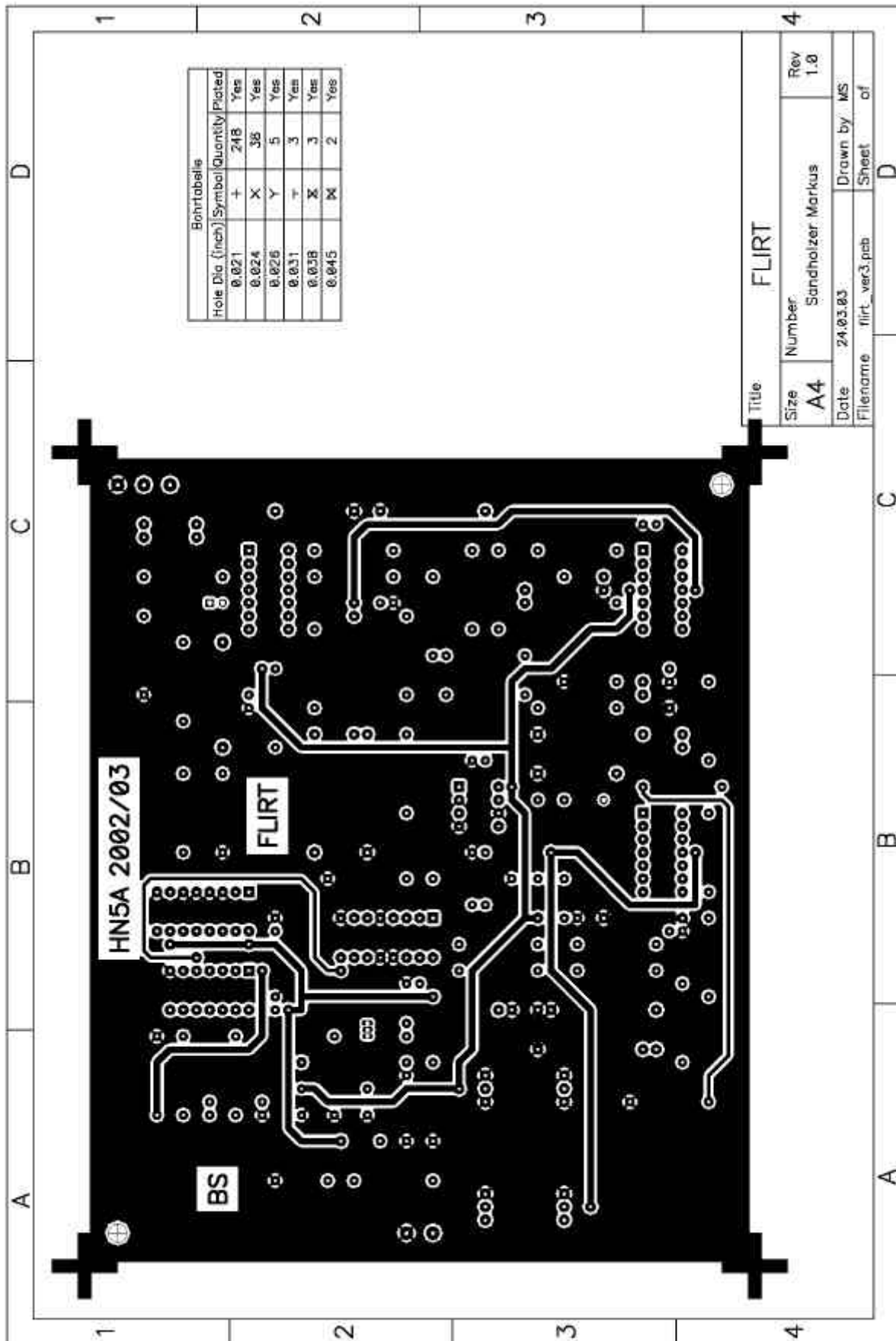


Title				Bandpass - Flirt			
Size	Number	Hug Elisabeth		Rev	1.0		
Date	19.03.03			Drawn by	MS + EH		
Filename	BP_flirt.sch			Sheet	of		

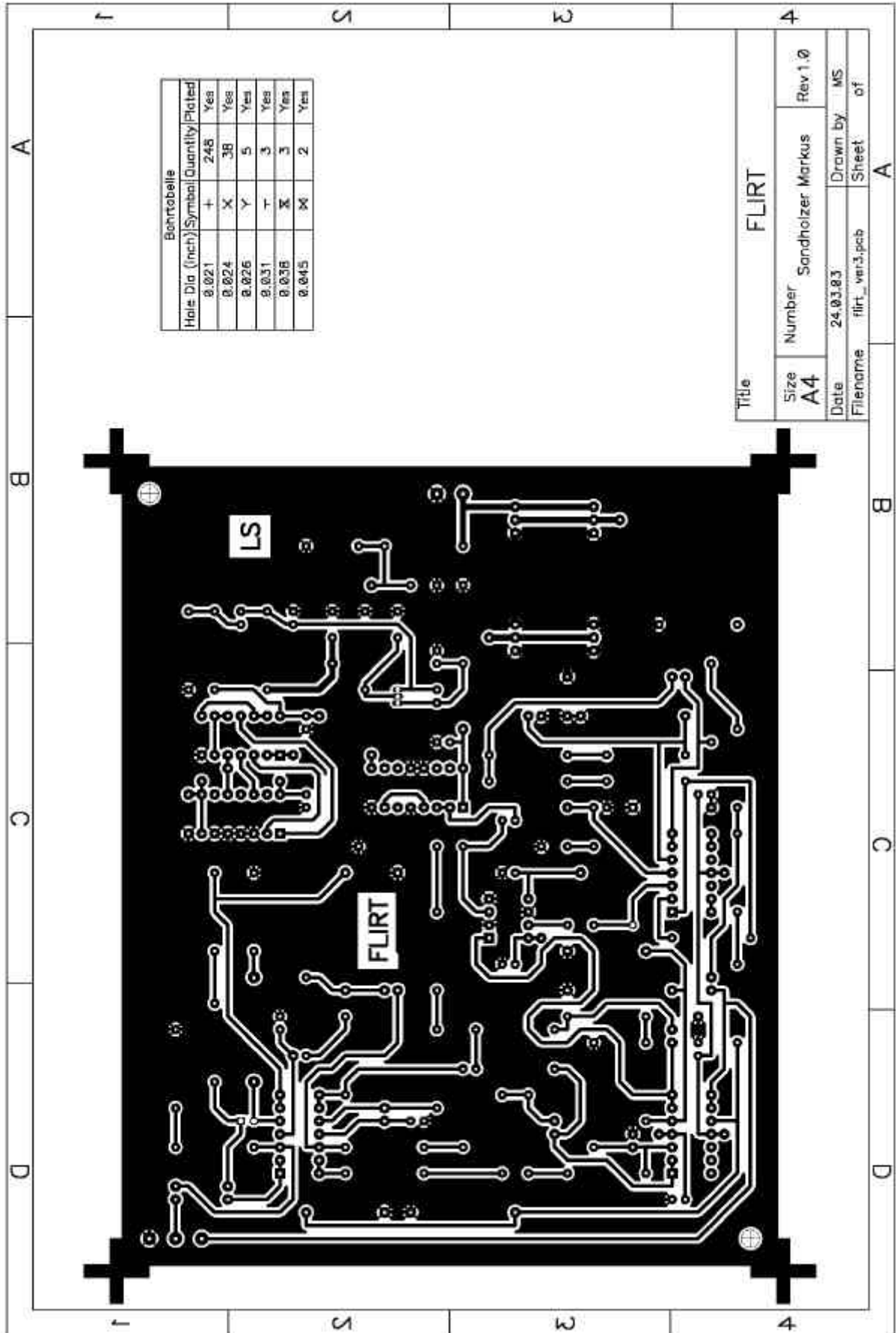




Title	
Size	Number
A4	
Date	Rev
19.03.03	
Filename	Drawn by
osillator_flirt.sch	MS + EH
Sheet	of
	4



Layout Bestückungsseite

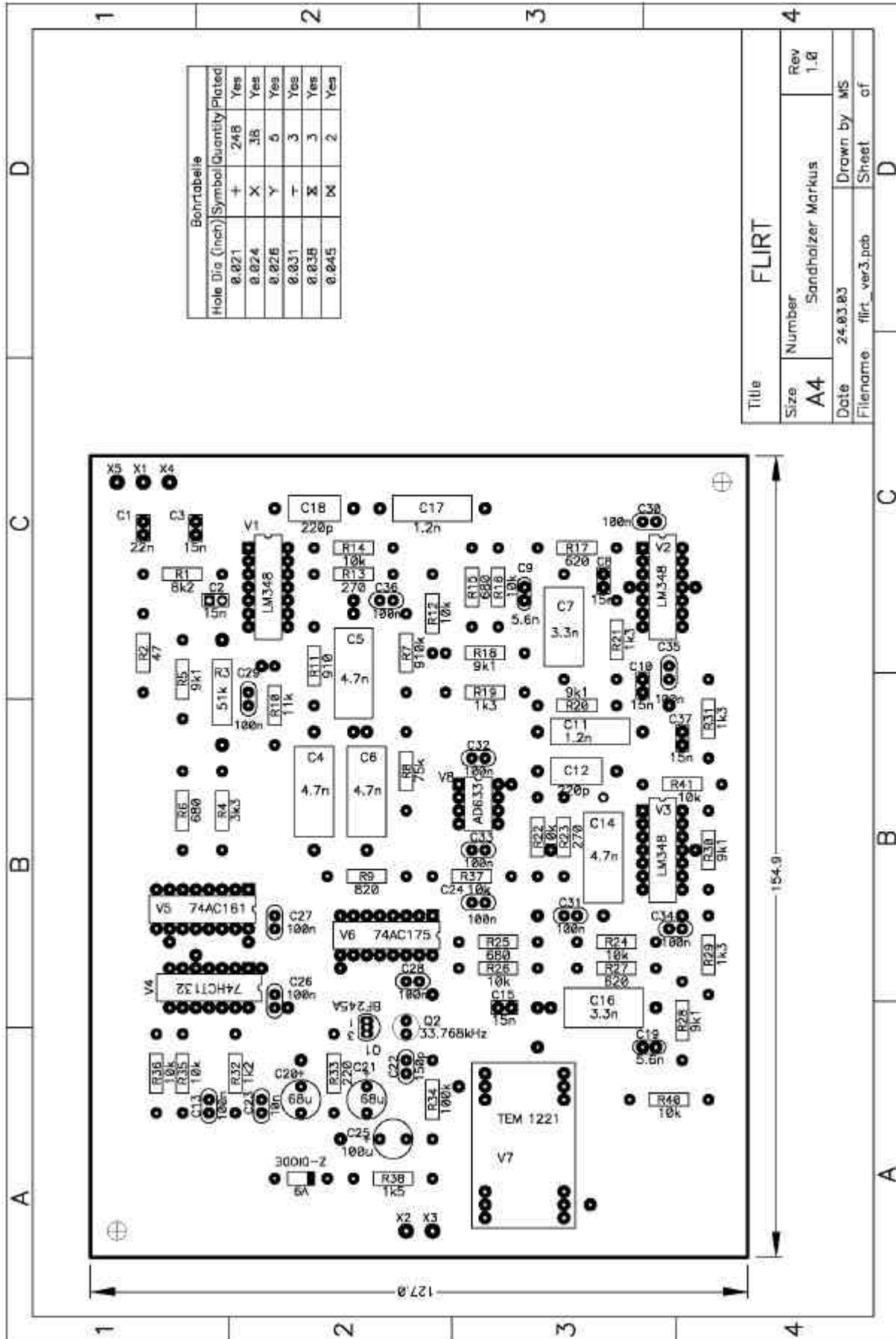


Bohrertabelle			
Hole Dia. (inch)	Symbol	Quantity	Plated
0.021	+	248	Yes
0.024	X	38	Yes
0.026	Y	5	Yes
0.031	T	3	Yes
0.038	Z	3	Yes
0.045	Ø	2	Yes

Title			
FLIRT			
Size	Number	Sandholzer	Markus
A4			Rev 1.0
Date	Drawn by		MS
24.03.83	flirt_ver3.pcb		Sheet of
			A

Layout Lötseite





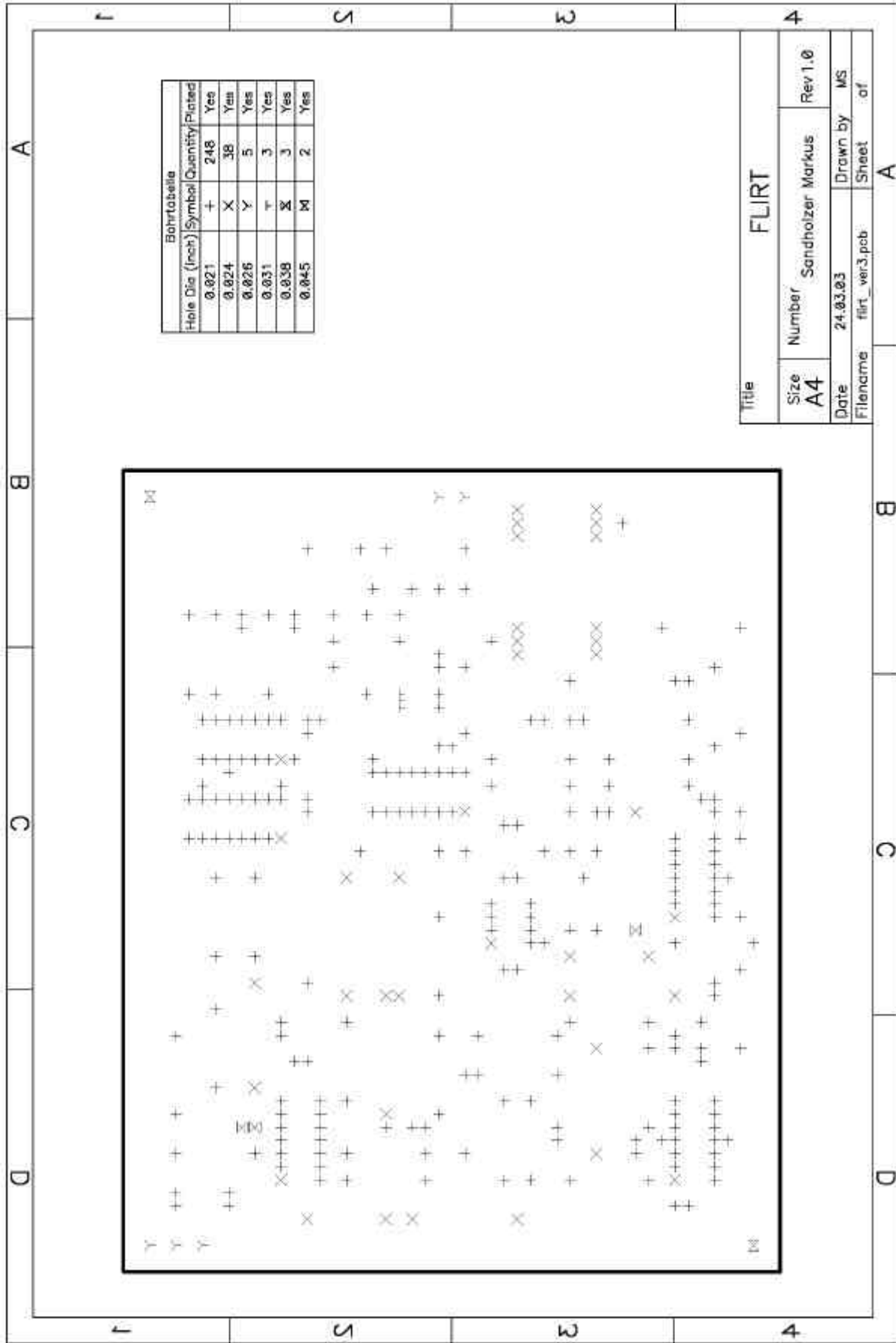
Bohrtabelle

Hole Dia. (inch)	Symbol	Quantity	Plated
0.021	+	248	Yes
0.024	X	36	Yes
0.026	Y	0	Yes
0.031	-	3	Yes
0.035	≠	3	Yes
0.045	≠	2	Yes

Title: FLIRT

Size	Number	Rev
A4	Sandholzer Markus	1.0
Date	24.03.03	Drawn by
Filename	flirt_ver3.pcb	MS
		Sheet
		of

Bestückungsplan



Bohrplan



Stücklisten

**Stückliste für Filter:**

L.nr.:	Bez.:	Stück:	Beschreibung:	Quelle	Bestellnummer:	Preis in €:	Bem.:	Kosten:
1	C1	1	22nF MKS 2	HTL		0,28	RM 5mm	0,28
2	C2	4	15nF MKS 2	HTL		0,28	RM 5mm	1,12
3	C3	0	15nF MKS 2	HTL		0,28	RM 5mm	
4	C4	4	4.7nF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 80-22	0,57	15mm	2,28
5	C5	0	4.7nF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 80-22	0,57	15mm	
6	C6	0	4.7nF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 80-22	0,57	15mm	
7	C9	2	5.6nF MKT 10%	Conrad 2002	46 08 26-22	0,28	RM 5mm	0,56
8	C7	2	3.3nF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 64-22	0,57	15mm	1,14
9	C8	2	330pF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 81 04-22	0,5	15mm	1
10	C10	0	15nF MKS 2	HTL		0,28	RM 5mm	
11	C11	2	1200pF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 13-22	0,43	15mm	0,86
12	C12	2	220pF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 87 24-22	0,43	11mm	0,86
13	C13	0	4.7nF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 80-22	0,57	15mm	
14	C16	0	5.6nF MKT 10%	Conrad 2002	46 08 26-22	0,28	RM 5mm	
15	C14	0	3.3nF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 64-22	0,57	15mm	
16	C15	0	330pF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 81 04-22	0,5	15mm	
17	C19	0	15nF MKS 2	HTL		0,28	RM 5mm	
18	C17	0	1200pF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 88 13-22	0,43	15mm	
19	C18	0	220pF Polypropylen 1%	Conrad 2002	45 87 24-22	0,43	11mm	
20	R1	1	8,2kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,14
21	R2	1	47O 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,14
22	R5	5	9,1kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 08 59-22	0,14	10mm	0,7
23	R6	3	680O 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,42
24	R3	1	51kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,14
25	R4	1	3,3kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,14
26	R10	1	11kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 08 67-22	0,14	10mm	0,14
27	R11	1	910O 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 07 35-22	0,14	10mm	0,14
28	R7	1	910kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 10 90-22	0,14	10mm	0,14
29	R8	1	75kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 09 64-22	0,14	10mm	0,14
30	R9	1	820O 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,14

31	R12	6	10kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,84
32	R13	2	2700 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,28
33	R14	0	10kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
34	R15	0	6800 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
35	R16	0	10kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
36	R17	2	6200 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	0,28
37	R18	4	9,1kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 08 59-22	0,14	10mm	0,56
38	R19	4	1,3kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 07 51-22	0,14	10mm	0,56
39	R20	0	9,1kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 08 59-22	0,14	10mm	
40	R21	0	1,3kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 07 51-22	0,14	10mm	
41	R22	0	10kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
42	R23	0	2700 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
43	R44	0	10kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
44	R25	0	6800 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
45	R26	0	10kO 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
46	R27	0	6200 0.6W KSW 5%	HTL		0,14	10mm	
47	R28	0	9,1kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 08 59-22	0,14	10mm	
48	R29	0	1,3kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 07 51-22	0,14	10mm	
49	R30	0	9,1kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 08 59-22	0,14	10mm	
50	R31	0	1,3kO 0.6W MSW 1%	Conrad 2002	42 07 51-22	0,14	10mm	
51	V1	3	LM348 4-fach OP	Conrad 2002	17 66 48-22	0,86	14polig	2,58
52	V2	0	LM348 4-fach OP	Conrad 2002	17 66 48-22	0,86	14polig	
53	V3	0	LM348 4-fach OP	Conrad 2002	17 66 48-22	0,86	14polig	

Summe excl. MWST	12,98
MWST 20%:	2,60
Summe incl. MWST	15,58



### Stückliste Spannungsversorgung

Lf. Nr.	Symb.	Anzahl	Bezeichnung	Bestellnr.	Quelle	einzel Kosten incl. MwSt.	Ges. Kosten incl. MwSt.	Anmerkungen
01	R38	1	Kohleschichtwiderstand 1k5		Distrelec			
02								
03	C25	1	Elektrolytkondensator 100 uF 35 V	801844	Distrelec	€ 0,32	€ 0,32	
04	C26	11	Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50	€ 5,54	
05	C27		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
06	C28		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
07	C29		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
08	C30		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
09	C31		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
10	C32		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
11	C33		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
12	C34		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
13	C35		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
14	C36		Folienschichtkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50		
15								
16	V7	1	TEM 3-1221 DC - DC Converter	361880	Distrelec	€ 21,19	€ 21,19	
17	V8	1	Multiplizierer AD633	402680	Farnell	€ 12,24	€ 12,24	
18	V9	1	Z-Diode 5.2 V BZX85-C5V6	602185	Distrelec	€ 0,46	€ 0,46	
19						€ -		
20	X1	1	Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04	€ 0,04	100 Stk/Pack.
21						€ -		

Gesamt excl. MwSt.:	€	33,16
MwSt.	€	6,63
<b>Gesamt incl. MwSt.:</b>	<b>€</b>	<b>39,79</b>

**Stückliste Frequenzteiler**

Lf. Nr.	Symb.	Anzahl	Bezeichnung	Bestellnr.	Quelle	einzel Kosten incl. MwSt.	Ges. Kosten incl. MwSt.	Anmerkungen
01	R37	1	Kohleschichtwiderstand 10k	700037	Distrelec	€ 0,06	€ 0,06	
02								
03	C24	1	Folienkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50	€ 0,50	
04								
05	V1	1	4 NAND m. Schmitttrigger 74HCT132	649690	Distrelec	€ 0,97	€ 0,97	
06	V5	1	Binary Counter 74HC161	642641	Distrelec	€ 0,83	€ 0,83	
07	V6	1	Quad D - Flip Flop 74HC175	642648	Distrelec	€ 0,68	€ 0,68	
08								
09								
10								
11								
12								
13								
14								
15								
16								
17								
18								
19								
20								
21								
22								
23								
24								

Gesamt excl. MwSt.:	€	2,54
MwSt.	€	0,51
<b>Gesamt incl. MwSt.:</b>	<b>€</b>	<b>3,05</b>

### Stückliste Oszillator

Lf. Nr.	Symb.	Anzahl	Bezeichnung	Bestellnr.	Quelle	einzel Kosten incl. MwSt.	Ges. Kosten incl. MwSt.	Anmerkungen
01	R32	1	Kohleschichtwiderstand 1k2	700037	Distrelec	€ 0,06	€ 0,06	
02	R33	1	Kohleschichtwiderstand 220	700037	Distrelec	€ 0,06	€ 0,06	
03	R35	2	Kohleschichtwiderstand 10k	700037	Distrelec	€ 0,06	€ 0,12	
04	R36		Kohleschichtwiderstand 10k	700037	Distrelec	€ 0,06		
05								
06	C13	1	Folienkondensator 100 nF	821278	Distrelec	€ 0,50	€ 0,50	
07	C20	2	Elektrolytkondensator 68 uF 25 V	286485	Farnell	€ 0,40	€ 0,79	
08	C21		Elektrolytkondensator 68 uF 25 V	286485	Farnell	€ 0,40		
09	C22	1	Folienkondensator 10 nF	821400	Distrelec	€ 0,20	€ 0,20	
10	C23	1	Folienkondensator 150 nF	820613	Distrelec	€ 0,25	€ 0,25	
11								
12	Q1	1	BF245A	610604	Distrelec	€ 0,90	€ 0,90	
13	Q2	1	Quarz 32.768 kHz	168467-62	Conrad	€ 0,85	€ 0,85	
14								
15								
16								
17								
18								
19								
20								
21								
22								
23								
24								

Gesamt excl. MwSt.: € 3,12  
MwSt.: € 0,62  
**Gesamt incl. MwSt.: € 3,74**

### Stückliste Mechanik

Lf. Nr.	Symb.	Anzahl	Bezeichnung	Bestellnr.	Quelle	Kosten incl. MwSt.	Ges. Kosten incl. MwSt.	Anmerkungen
01	X2	2	Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04	€ 0,06	100 Stk/Packung
02	X3		Lötstifte	450 309	Distrelec	€ 0,04		
03								
04		1	Platine FR4 34um 155 x 130 mm	528650-62	Conrad	€ 6,45	€ 6,45	150mm x 200mm
05		2	Schrupe M3x4	340 200	Distrelec	€ 0,02	€ 0,03	100 Stk/Packung
06		2	Abstandhalter M3 x 10mm	340 144	Distrelec	€ 0,03	€ 0,06	10 Stk/Packung
07								
08								
09								
10								
11								
12								
13								
14								
26								
44								
45								
46								

Gesamt excl. MwSt.:	€	5,50
MwSt.:	€	1,10
<b>Gesamt incl. MwSt.:</b>	<b>€</b>	<b>6,60</b>



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

### Gesamtkosten des analogen Flirt Moduls

Lf. Nr.	Bezeichnung	Kosten incl. MwSt.
01	Filter	€ 15,58
02	Spannungsversorgung	€ 39,79
03	Oszillator	€ 3,74
04	Teiler	€ 3,05
05	Mechanische Komponenten	€ 6,60

Gesamtpreis des Flirt - Moduls

€ 68,76



## 4. FLIRT DIGITAL

Das Herzstück der digitalen Lösung heißt DSP ( Digital Signal Prozessor ), weil nur ein solcher auch eine Echtzeit-Signalverarbeitung ermöglicht. Selbstverständlich konnten wir mit unseren Mitteln keine eigene DSP - Umgebung schaffen. Deshalb benutzen wir das SHARC EZ-KIT LITE DSP-BOARD von ANALOG DEVICES für unsere Zwecke. Es ist eine preiswerte Lösung für den Einstieg in die DSP - Programmierung. Der ADSP21061 Prozessor auf diesem Bord enthält unter anderem einen 32 Bit IEEE Gleitkomma-, sowie einen 32 Bit Fixkommakern mit drei unabhängigen, parallel rechnenden Einheiten: ALU, Multiplizierer und Schieberegister (40-MIPs, mit 120 MFLOPS Spitzenleistung, 80 MFLOPS konstant). Optional könnte man einen EZ-ICE ( In - Circuit Emulator ) anschließen, wir greifen jedoch ausschließlich über die RS232-Schnittstelle auf den gesockelten EPROM zu. Die Software zur Kommunikation zwischen PC und DSP - Board war auch schon vorhanden, und wird in einem anderen Kapitel genauer beschrieben.

### 4.1 Hardwarebeschreibung:

Bockschaltbild

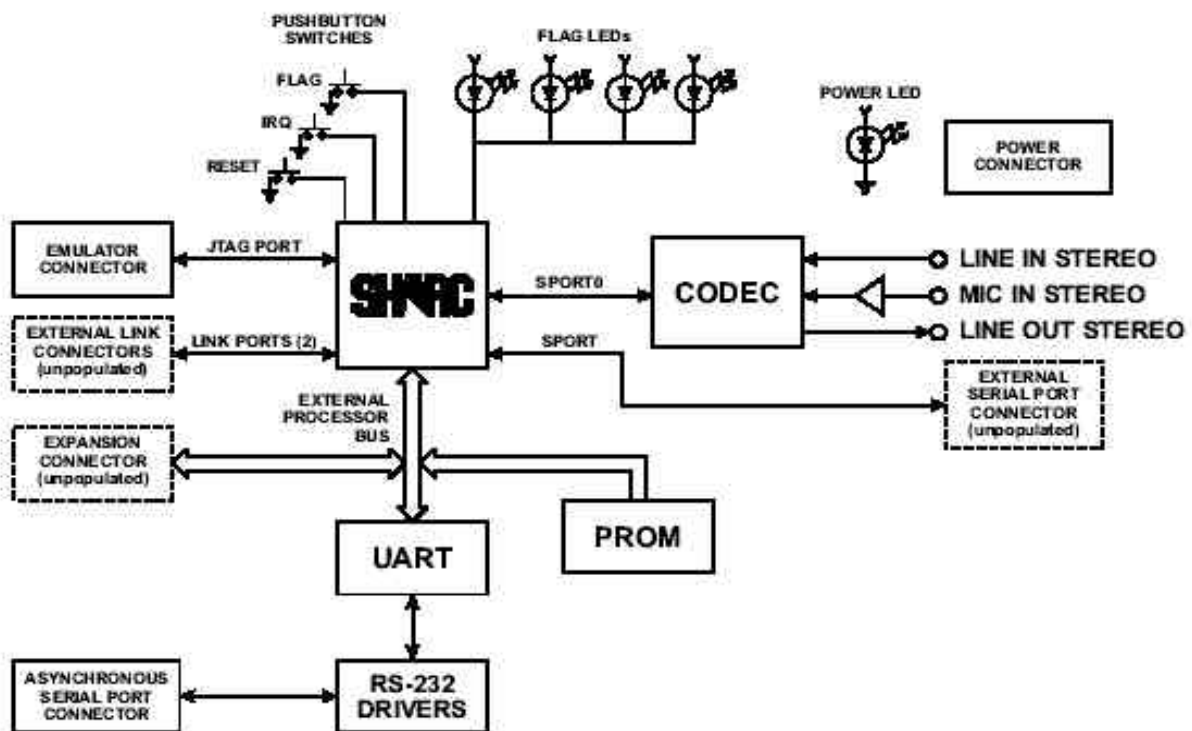
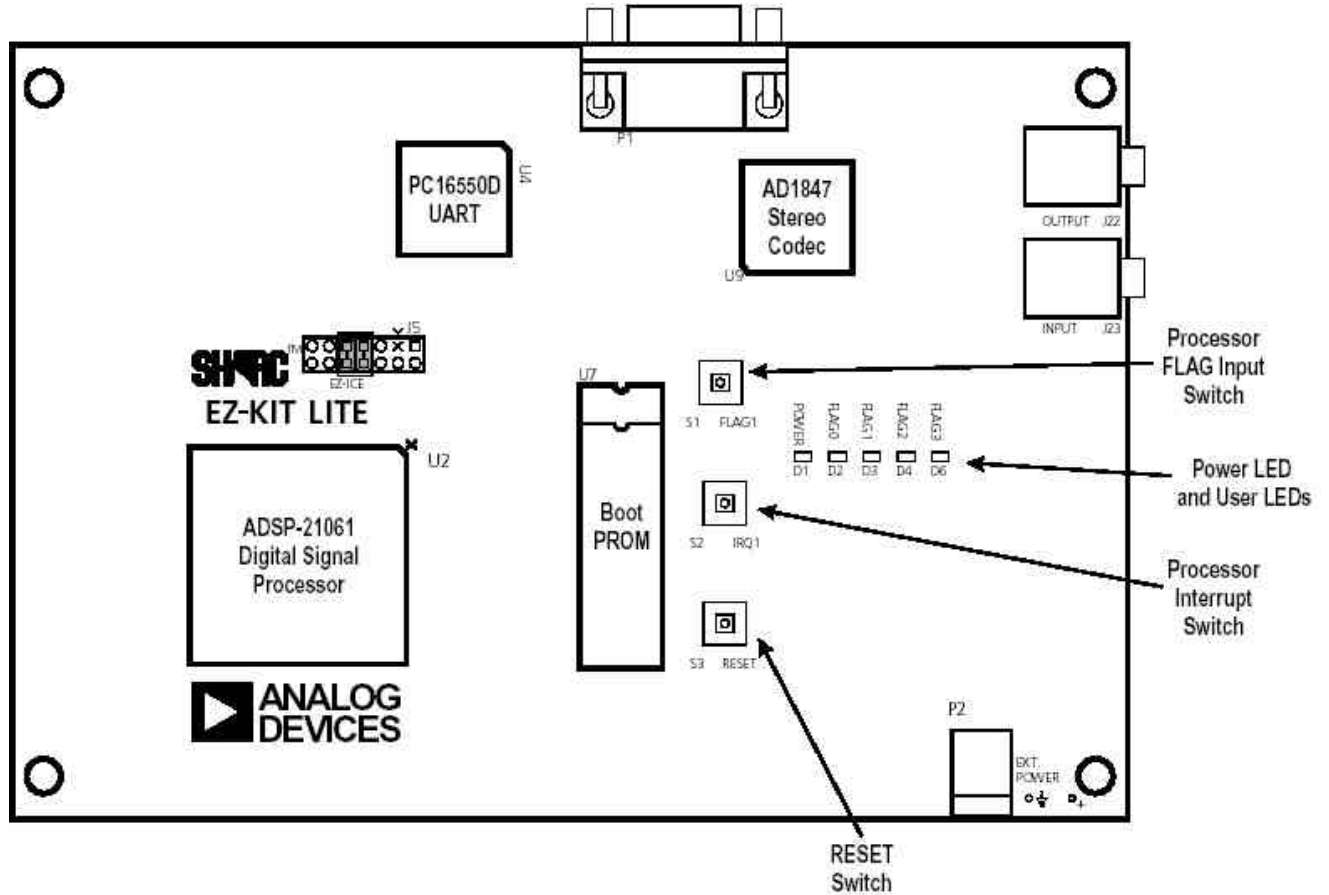


Figure 1-1 SHARC EZ-KIT Lite System Block Diagram



## Beschreibung der Hauptkomponenten

### Skizze von der Bauteilanordnung:



### Auflistung der Hauptelemente:

P1 ... RS232 Schnittstelle

Pinbelegung:

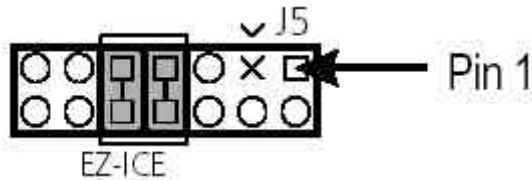
Pin No.	Signal Name
1	DCD
2	Transmit Data (output)
3	Receive Data (input)
4	DTR
5	Signal Ground
6	DSR
7	Request to Send (input)
8	Clear to Send (output)
9	Not Connected

P2 ... Buchse für geregelte Spannungsversorgung mit 9 .. 12VDC

J22 ... Stereo Audio Output (Klinkenbuchse 3.5mm)

J22 ... Stereo Audio Input (Klinkenbuchse 3.5mm)

J5 ... In - Circuit Emulator Jumperleiste ( von uns nicht benötigt)



S1	...	Flag One - Taster
S2	...	IRQ – Taster zur manuellen Interruptsetzung
S3	...	Reset – Taster für Hardwarereset
D1	...	Power-ON – Leuchtdiode
D2-D6	...	programmierbare Leuchtdioden
U2	...	ADSP-21061 Digitaler Signalprozessor Taktrate 40MHz
U9	...	ADSP-1847 16-bit Stereo Codec (Vollduplex AD/DA-Wandler)
U4	...	PC16550D UART für RS232 Schnittstellensteuerung
U7	...	BOOT PROM

Da wir mit NF-Audiosignalen arbeiten, eignen sich die Klinkenbuchsen als Schnittstelle zum CODEC ( 2fach AD/DA-Wandler) hervorragend. Bei unseren ersten Versuchen mit dem in der Schule bereits vorhandenem EZ-KIT stellte sich heraus, dass der interne Spannungsregler IC sehr heiß wird, wenn man ihn mit vollen 12VDC betreibt. Aufgrund dessen war eine Änderung der Eingangsspannung auf ca. 9VDC nötig (weitere Details in der Beschreibung des Netzteils).

#### Was ist ein FLOP?:

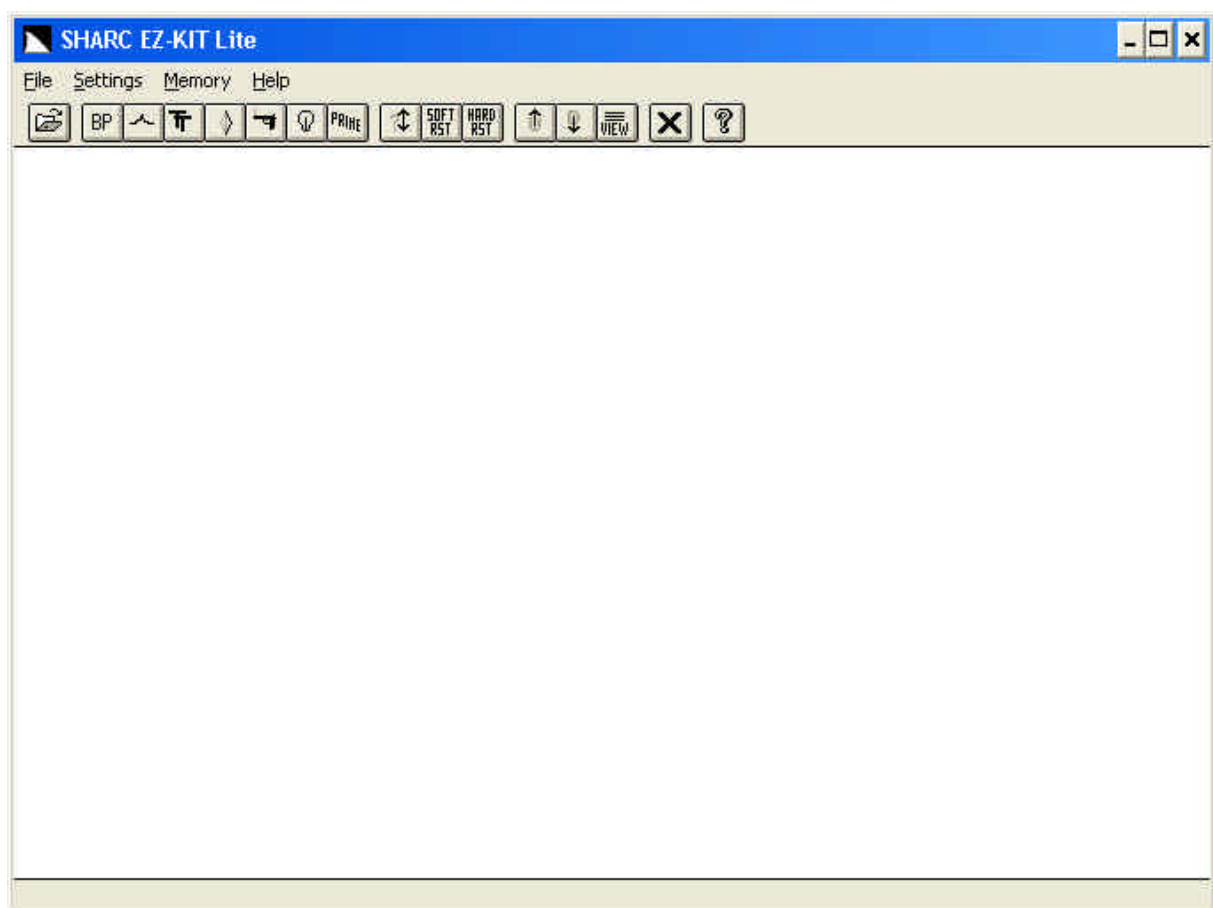
Die Einheit MFlop/s als Abkürzung für 'Millions of Floating Point Operations per Second' wird oft verwendet, um die Rechengeschwindigkeit und Leistungsfähigkeit von Computersystemen zu beschreiben. 1 MFlop/s bedeutet also 1 Millionen Gleitpunktoperationen pro Sekunde. Unter Gleitpunktoperation wird dabei i.a. eine Addition, Subtraktion oder Multiplikation verstanden.

## 4.2 Programmbeschreibung

### EZ – KIT Lite Host 1.02

EZ – KIT Lite Host stammt von der Firma Analog Devices und gehört zu einem Softwarepaket, welches mit dem Board mitgeliefert wird. In diesem Paket sind zusätzlich eine Bibliothek mit allen C – Befehlen, die vom DSP ausgeführt werden können, ein C-Compiler und diverse Beispielprogramme mit dazugehörigem Quellcode.

Das Programm EZ – KIT Lite Host ermöglicht die Kommunikation zwischen dem SHARC – DSP Board und dem PC über die RS232 Schnittstelle. Mit diesem Programm kann das kompilierte C-File auf das Board geladen werden und die Inhalte der Speicherregister betrachten werden.



### **Erklärung des Programms:**

In der Menüzeile findet man vier Einträge: File, Settings, Memory und Help

Unter der Option File, kann man die kompilierten Files öffnen und auf das Board laden.

Unter Settings kann man zwischen den Schnittstellen COM1 bis COM4 auswählen und die Port Boud Rate zwischen 9600, 19200, 38400, 57600, 115200 einstellen. Außerdem kann man die Verbindung zum DSP – Board testen und dieses auch mittels Software Reset und Hardware Reset neu starten. Durch Klicken auf die Option Memory kann der Speicher des DSP – Boards auf den PC geladen werden und auch umgekehrt. Des weiteren kann hier der Speicher mit dem Befehl „view memory range“ dargestellt werden.

Die meisten dieser hier angeführten Befehle können auch direkt von der Toolbar aus direkt unterhalb der Menüzeile angewendet werden.

Zusätzlich sind beim EZ-KIT lite Host noch sieben Beispielprogramme dabei, die auch die Grundlage für unser Programm waren. Diese sieben Beispiele können ebenfalls direkt von der Symbolleiste aus direkt auf das DSP - Board geladen werden. Bei diesen sieben Beispielen handelt es sich um die Programme Bandpass Filter, Fast Fourier Transformation, Talkthru, Pluck String, Peter Gunn Theme, Blink und Primes.

### **Bandpass Filter:**

Sobald dieses Programm auf das Board geladen wurde, erscheint ein neues Fenster, bei dem man zwischen zwei Durchlassfrequenzbereichen auswählen konnte. Dieser Bandpass wurde als FIR - Filter realisiert. Die Filterkoeffizienten wurden in einem Text – File gespeichert und vom Programm anschließend eingelesen.

### **Fast Fourier Transformation:**

Hier wird am Bildschirm das Fourier – transformierte Eingangssignal dargestellt. Dieses Programm war für uns nicht von großer Bedeutung, da wir für unser Projekt keine Fourier – Transformation benötigen.

**Talkthru:**

Das Programm Talkthru, war für uns von großer Bedeutung und bildete die Grundlage für unsere Sprachcodierung. Hier wird einfach das Eingangssignal an den Ausgang weitergeleitet, ohne dass man das Eingangssignal verändert. Man kann hier zwischen 14 verschiedenen Sample Raten und 16 verschiedenen Verstärkungsfaktoren wählen. Dieses Programm war für uns sehr wichtig, weil dieses Programm die Grundlage für unsere Sprachcodierung darstellt.

**Pluck String, Peter Gunn Theme:**

Bei diesen beiden Beispielen handelt es sich lediglich um verschieden Tonbeispiele. Bei Pluck String bzw. Peter Gunn Theme kann man am Ausgang unabhängig vom Eingangssignal diese beiden Melodien vernehmen. Pluck String simuliert das Anspielen von Gitarrensaiten und bei Peter Gunn Theme kann man die bekannte Titelmelodie aus dem Film Blues Brothers vernehmen. Das Peter Gunn Theme ist im PROM des DSP gespeichert und wird nach jedem Reset abgespielt.

**Blink:**

Hier werden die vier Leuchtdioden des DSP-Boards angesteuert, die dann beim Programmablauf blinken. Dieses Programm war auch die Basis für einige experimentelle Spielereien, die wir noch durchgeführt haben.

**Primes:**

Dieses Programm berechnet lediglich einige Primzahlen und gibt diese anschließend am Bildschirm aus. Primes, Pluck String und Peter Gunn Theme waren für uns eher unbedeutend.

## **g21k - Compiler:**

Der g21k C – Compiler basiert auf DOS – Ebene und er wandelt den C – Code in die Maschinensprache des DSP um. Programmiert haben wir das ganze Projekt mit dem Microsoft Standardeditor, welcher uns die Aufgabe nicht wirklich vereinfachte, da zum Beispiel die Schlüsselwörter nicht farbig dargestellt wurden.

Mit der DOS-Befehlszeile **g21k -o flirt.21k flirt.c** konnte man das C – Programm kompilieren und man erhielt ein .21k File, welches man dann anschließend mit EZ-Kit Lite Host auf das Board laden konnte.

Wir hatten Anfangs große Probleme mit diesem Compiler, da er fehlerhaft installiert war. Wir konnten dieses Problem, dank DI Christoph Stüttler lösen, in dem wir die Datei autoexec.bat ein wenig modifizierten. Es wurden folgende Zeilen hinzugefügt:

```
SET ADI_DSP=C:\EZ-KIT
SET PATH=C:\EZ-KIT\BIN;%PATH%;
SET ADSP0=0,23,5,1,9600
```

Außerdem mussten wir auch immer, sobald der Computer hochgefahren ist, die „autoexec.bat – Datei“ ausführen, da sonst der Compiler nicht funktionierte.

## **4.3 Programmbeschreibung**

### **Programmcodes der Endversion:**

```
/******  
/*
```

*Es handelt sich hierbei um die modifizierte Version des tt.c (talk through), welches auf der Software CD-ROM des EZ-Lite Kits vorhanden ist. Im Großen und Ganzen haben wir die Initialisierungen der Hardwarekomponenten übernommen. Unser Programm übernimmt die digitalisierten Signale des AD1847 Takt für Takt (Abtastfrequenz 48kHz) in den zugehörigen Speicher. Ein programmiertes IIR – Filter (Berechnung mit Matlab) nimmt eine Bandbegrenzung vor. Anschließend wird das Signal AM – moduliert (2 Seitenband AM ohne Träger), wobei das gespiegelte untere Seitenband genau auf das Basisband fällt. Für diesen*



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

Vorgang wird eine Modulationsfrequenz von 3,3kHz benötigt. Das frequenzgespiegelte Signal wird wieder über das selbe Bandpassfilter geführt, wobei das obere Seitenband wegfällt. Das auf diesem Wege codierte Sprachsignal liegt dann am Ausgang des DA – Wandlers an. Um zu kontrollieren, ob das Programm aktiv ist, blinkt LED2 periodisch.

\*/

/\*\*\*\*\*\*

Input Gain formula: level \* 1.5dB (default level = 0 --> 0dB)

Samplerates (in kHz):

- ( 0) 8
- ( 1) 5.5125
- ( 2) 16
- ( 3) 11.025
- ( 4) 27.42857
- ( 5) 18.9
- ( 6) 32
- ( 7) 12.05
- ( 8) N/A
- ( 9) 37.8
- (10) N/A
- (11) 44.1
- (12) 48
- (13) 33.075
- (14) 9.6
- (15) 6.615

\*/

/\*\*\*\*\*\*

/\* ADSP-2106x System Register bit definitions \*/

#include <def21060.h>

#include <21060.h>

#include <signal.h>

#include <sport.h>

#include <macros.h>

#include <math.h> /\* Da die Sinusfunktion benötigt wird, mussten wir diese Header – Datei zusätzlich inkludieren \*/





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

/\*\*\*\*\*\*

/\* DMA Chain pointer bit definitions \*/

#define CP\_PCI 0x20000 /\* Program-Controlled Interrupts bit \*/

#define CP\_MAF 0x1ffff /\* Valid memory address field bits \*/

#define SetIOP(addr, val) (\* (int \*) addr) = (val)

#define GetIOP(addr) (\* (int \*) addr)

/\*\*\*\*\*\*

#define SZ\_regs\_1847 16

int regs\_1847[SZ\_regs\_1847] = {

*/\* Note that the MCE bit is maintained throughout initial programming to hold off premature autocalibration. \*/*

0xc000, */\* index 0 - left input control \*/*

0xc100, */\* index 1 - right input control \*/*

0xc280, */\* index 2 - left aux 1 input control \*/*

0xc380, */\* index 3 - right aux 1 input control \*/*

0xc480, */\* index 4 - left aux 2 input control \*/*

0xc580, */\* index 5 - right aux 2 input control \*/*

0xc600, */\* index 6 - left dac control \*/*

0xc700, */\* index 7 - right dac control \*/*

0xc85c, */\* index 8 - data format \*/*

0xc909, */\* index 9 - interface configuration \*/*

0xca00, */\* index 10 - pin control \*/*

0xcb00, */\* index 11 - no register \*/*

0xcc40, */\* index 12 - miscellaneous information \*/*

0xcd00, */\* index 13 - digital mix control \*/*

0xce00, */\* index 14 - no register \*/*

0xf000, */\* index 15 - no register \*/*

int rx\_buf[3]; */\* receive buffer \*/*

int tx\_buf[3] = {0xcc40, 0, 0}; */\* transmit buffer \*/*



```

/* DMA chaining Transfer Control Blocks */
typedef struct {
    unsigned lpath3; /* for mesh multiprocessing */
    unsigned lpath2; /* for mesh multiprocessing */
    unsigned lpath1; /* for mesh multiprocessing */
    unsigned db; /* General purpose register */
    unsigned gp; /* General purpose register */
    unsigned** cp; /* Chain Pointer to next TCB */
    unsigned c; /* Count register */
    int im; /* Index modifier register */
    unsigned * ii; /* Index register */
} _tcb;

_tcb rx_tcb = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 3, 1, 0}; /* receive tcb */
_tcb tx_tcb = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 3, 1, 0}; /* transmit tcb */

int cmd_blk[8]; /* command block */
static int xmit_count;
static int * xmit_ptr;
static int current_rate;
static int current_gain;

/*****
/*
  
```

### Speicherdeklaration der Ein- und Ausgangszustände

Erklärung der Namensgebung:

Jedes IIR - Filter benötigt gespeicherte Ein- und Ausgangszustände. Die Filter 10. Ordnung bestehen aus je 5 aneinandergereihten Biquads, welche wiederum über eigene gespeicherte Ein- und Ausgangszustände verfügen. Pro Biquad werden 6 Signalzustände gespeichert. Bei insgesamt 4 benötigten IIR-Filtern (je ein Eingangs- und Ausgangsbandpassfilter für Kodierzweig und Dekodierzweig) beläuft sich die Anzahl von Biquads auf 20 und die Anzahl benötigter Zustandsvariablen auf 120.

### **Im Kodierzweig:**

#### *Am Eingang des 1. Filters:*

xk1 Eingangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters  
xkm11 Eingangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters des vorhergehenden Taktes  
xkm21 Eingangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters, 2 Takte vorher  
xk2 Eingangszustand des 2. Biquads des Eingangsfilters  
xkm12 ...

#### *Am Ausgang des 1. Filters:*

yk1 Ausgangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters  
usw...

#### *Am Eingang des 2. Filters:*

xxk1 Eingangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters  
xxkm11 Eingangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters des vorhergehenden Taktes  
xxkm21 Eingangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters, 2 Takte vorher  
xxk2 Eingangszustand des 2. Biquads des Ausgangsfilters  
xxkm12 ...

#### *Am Ausgang des 2. Filters*

yyk1 Ausgangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters  
usw...

### **Im Dekodierzweig:**

#### *Am Eingang des 1. Filters:*

ek1 Eingangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters  
ekm11 Eingangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters des vorhergehenden Taktes  
ekm21 Eingangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters, 2 Takte vorher  
ek2 Eingangszustand des 2. Biquads des Eingangsfilters  
ekm12 ...

#### *Am Ausgang des 1. Filters:*

ak1 Ausgangszustand des 1. Biquads des Eingangsfilters  
usw...



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

*Am Eingang des 2. Filters*

eek1 Eingangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters  
eekm11 Eingangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters des vorhergehenden Taktes  
eekm21 Eingangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters, 2 Takte vorher  
eek2 Eingangszustand des 2. Biquads des Ausgangsfilters  
eekm12 ...

*Am Ausgang des 2. Filters*

aak1 Ausgangszustand des 1. Biquads des Ausgangsfilters  
usw...

\*/

/\*\*\*\*\*\*  
/

static float

xk1=0,xk2=0,xk3=0,xk4=0,xk5=0,yk1=0,yk2=0,yk3=0,yk4=0,yk5=0,xkm11=0,xkm12=0,  
xkm13=0,xkm14=0,xkm15=0,xkm21=0,xkm22=0,xkm23=0,xkm24=0,xkm25=0,ykm11=0,  
ykm12=0,ykm13=0,ykm14=0,ykm15=0,ykm21=0,ykm22=0,ykm23=0,ykm24=0,ykm25=0,  
xxk1=0,xxk2=0,xxk3=0,xxk4=0,xxk5=0,yyk1=0,yyk2=0,yyk3=0,yyk4=0,yyk5=0,xxkm11=0,  
xxkm12=0,xxkm13=0,xxkm14=0,xxkm15=0,xxkm21=0,xxkm22=0,xxkm23=0,xxkm24=0,  
xxkm25=0,yykm11=0,yykm12=0,yykm13=0,yykm14=0,yykm15=0,yykm21=0,yykm22=0,  
yykm23=0,yykm24=0,yykm25=0,ek1=0,ek2=0,ek3=0,ek4=0,ek5=0,ak1=0,ak2=0,ak3=0,  
ak4=0,ak5=0,ekm11=0,ekm12=0,ekm13=0,ekm14=0,ekm15=0,ekm21=0,ekm22=0,ekm23=0,  
,ekm24=0,ekm25=0,akm11=0,akm12=0,akm13=0,akm14=0,akm15=0,akm21=0,akm22=0,

akm23=0,akm24=0,akm25=0,eek1=0,eek2=0,eek3=0,eek4=0,eek5=0,aak1=0,aak2=0,aak3=0,  
aak4=0,aak5=0,eekm11=0,eekm12=0,eekm13=0,eekm14=0,eekm15=0,eekm21=0,eekm22=0,  
eekm23=0,eekm24=0,eekm25=0,aakm11=0,aakm12=0,aakm13=0,aakm14=0,aakm15=0,  
aakm21=0,aakm22=0,aakm23=0,aakm24=0,aakm25=0,

b22=-1.632054747015737,b23=-1.788556669714414,b24=-1.999397636354712,  
b25=-1.998906758622445,a21=-1.821342078793192,a31=0.835626700555370,  
a22=-1.747203020237676,a32=0.848514253687054,  
a23=-1.812228430687747,a33=0.964849169802317,  
a24=-1.974779518261832,a34=0.976919483783646,  
a25=-1.994902112525204,a35=0.996409250278685;





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```
static float t=0;
/* t ist eine Zeitvariable die sich in jedem Zyklus um 1/Abtastfrequenz (48kHz) erhöht */
static double a;
/* a ist eine Hilfsvariable, für die Modulationsfrequenz  $\sin(2\pi f_{mod}t)$  */
static double period=1./3300;
/* period ist die Periodendauer für das Modulationssignal */

/*****/
// Variables which the user may set to control the Codec.

volatile static int ordered_gain; /* Hier wird der gewünschte Verstärkungswert gespeichert */
volatile static int ordered_rate; /* Hier wird der gewünschte Abtastrate gespeichert */

/*****/
void set_input_gain( void )
{
    // If still transmitting commands, wait until done.
    if( xmit_count != 0 )
        return;
    // Limit input gain to valid values.
    ordered_gain &= 0x0f;
    // Put new input gain into 1847 register commands.

    regs_1847[0] = (regs_1847[0] & ~0x0f) | ordered_gain;
    regs_1847[1] = (regs_1847[1] & ~0x0f) | ordered_gain;
    // Get 1847 commands to set input gain and terminating
    // command into command block for transmission.
    cmd_blk[0] = regs_1847[0];
    cmd_blk[1] = regs_1847[1];
    cmd_blk[2] = regs_1847[15];
    // Set up pointer and counter to transmit commands.
    xmit_ptr = cmd_blk;
    xmit_count = 3;
}
```



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```
// Update current value to commanded value.
current_gain = ordered_gain;
return;
}
/*****/
/* Routine zur Definition der Abtastrate */
/*****/

void set_samplerate( void )
{
    // If still transmitting commands, wait until done.
    if( xmit_count != 0 )
        return;
    // Limit sample rate to valid values.
    ordered_rate &= 0x0f;
    if( ordered_rate == 8 )
        ordered_rate = 9;
    if( ordered_rate == 10 )
        ordered_rate = 11;
    // Put new sample rate into 1847 register commands.
    regs_1847[8] = (regs_1847[8] & ~0x0f) | ordered_rate;
    // Get 1847 command to set sample rate and terminating
    // command into command block for transmission.
    cmd_blk[0] = regs_1847[8];
    cmd_blk[1] = regs_1847[15];
    // Set up pointer and counter to transmit commands.
    xmit_ptr = cmd_blk;
    xmit_count = 2;
    // Update current value to commanded value.
    current_rate = ordered_rate;
    return;
}
/*****/
/* Periodic timer interrupt */
```





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```

/*****/
void timer_lo_prior( int sig_num )
{
  sig_num=sig_num;
  /* Hier wird LED2 angesteuert. Der Befehl TGL_FLAG lässt die Diode blinken */
  set_flag(SET_FLAG2, TGL_FLAG);
}
/*****/

/* Serial port transmit DMA complete */
/*****/
void spt0_asserted( int sig_num )
{
  // Check if there are more commands left to transmit.
  if( xmit_count )
  {
    // If so, put the comand into the transmit buffer and update count.
    tx_buf[0] = *xmit_ptr++;
    xmit_count--;
  }
}

/*****/
/* Eingangsfiler für Kodier- und Dekodierzweig */
/*****/
void bandpass1 (void)
{
  xk1=(float)rx_buf[1];      /* Hier wird das jeweilige Eingangssignal auf den */
  ek1=(float)rx_buf[2];      /* jeweiligen Speicherplatz geschrieben */

  /* Es folgt die Berechnung der Ausgangszustände, wie im Kapitel IIR-Filter beschrieben.*/
  /* Die Unterteilung in je 5 Biquads pro Filter ist hier gut zu erkennen. */
}

```



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

$$yk1 = -a21 * ykm11 - a31 * ykm21 + xk1 - xkm21;$$

$$ykm21 = ykm11;$$

$$ykm11 = yk1;$$

$$xkm21 = xkm11;$$

$$xkm11 = xk1;$$

$$xk2 = yk1;$$

$$ak1 = -a21 * akm11 - a31 * akm21 + ek1 - ekm21;$$

$$akm21 = akm11;$$

$$akm11 = ak1;$$

$$ekm21 = ekm11;$$

$$ekm11 = ek1;$$

$$ek2 = ak1;$$

$$ek2 = ak1;$$

$$yk2 = -a22 * ykm12 - a32 * ykm22 + xk2 + b22 * xkm12 + xkm22;$$

$$ykm22 = ykm12;$$

$$ykm12 = yk2;$$

$$xkm22 = xkm12;$$

$$xkm12 = xk2;$$

$$xk3 = yk2;$$

$$ak2 = -a22 * akm12 - a32 * akm22 + ek2 + b22 * ekm12 + ekm22;$$

$$akm22 = akm12;$$

$$akm12 = ak2;$$

$$ekm22 = ekm12;$$

$$ekm12 = ek2;$$

$$ek3 = ak2;$$

$$yk3 = -a23 * ykm13 - a33 * ykm23 + xk3 + b23 * xkm13 + xkm23;$$



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

$$y_{km23}=y_{km13};$$

$$y_{km13}=y_{k3};$$

$$x_{km23}=x_{km13};$$

$$x_{km13}=x_{k3};$$

$$x_{k4}=y_{k3};$$

$$a_{k3}=-a_{23}*a_{km13}-a_{33}*a_{km23}+e_{k3}+b_{23}*e_{km13}+e_{km23};$$

$$a_{km23}=a_{km13};$$

$$a_{km13}=a_{k3};$$

$$e_{km23}=e_{km13};$$

$$e_{km13}=e_{k3};$$

$$e_{k4}=a_{k3};$$

$$y_{k4}=-a_{24}*y_{km14}-a_{34}*y_{km24}+x_{k4}+b_{24}*x_{km14}+x_{km24};$$

$$y_{km24}=y_{km14};$$

$$y_{km14}=y_{k4};$$

$$x_{km24}=x_{km14};$$

$$x_{km14}=x_{k4};$$

$$x_{k5}=y_{k4};$$

$$a_{k4}=-a_{24}*a_{km14}-a_{34}*a_{km24}+e_{k4}+b_{24}*e_{km14}+e_{km24};$$

$$a_{km24}=a_{km14};$$

$$a_{km14}=a_{k4};$$

$$e_{km24}=e_{km14};$$

$$e_{km14}=e_{k4};$$

$$e_{k5}=a_{k4};$$

$$y_{k5}=-a_{25}*y_{km15}-a_{35}*y_{km25}+x_{k5}+b_{25}*x_{km15}+x_{km25};$$





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

ykm25=ykm15;

ykm15=yk5;

xkm25=xkm15;

xkm15=xk5;

ak5=-a25\*akm15-a35\*akm25+ek5+b25\*ekm15+ekm25;

akm25=akm15;

akm15=ak5;

ekm25=ekm15;

ekm15=ek5;

}

/\*\*\*\*\*/

*/\* Ausgangsfilter für Kodier- und Dekodierzweig \*/*

*/\* Analog zum Eingangsfilter \*/*

/\*\*\*\*\*/

void bandpass2 (void)

{

yyk1=-a21\*yykm11-a31\*yykm21+xxk1-xxkm21;

yykm21=yykm11;

yykm11=yyk1;

xxkm21=xxkm11;

xxkm11=xxk1;

xxk2=yyk1;

aak1=-a21\*aakm11-a31\*aakm21+eek1-eekm21;

aakm21=aakm11;

aakm11=aak1;

eekm21=eekm11;

eekm11=eek1;



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

$eek2 = aak1;$

$eek2 = aak1;$

$yyk2 = -a22 * yykm12 - a32 * yykm22 + xxk2 + b22 * xxkm12 + xxkm22;$

$yykm22 = yykm12;$

$yykm12 = yyk2;$

$xxkm22 = xxkm12;$

$xxkm12 = xxk2;$

$xxk3 = yyk2;$

$aak2 = -a22 * aakm12 - a32 * aakm22 + eek2 + b22 * eekm12 + eekm22;$

$aakm22 = aakm12;$

$aakm12 = aak2;$

$eekm22 = eekm12;$

$eekm12 = eek2;$

$eek3 = aak2;$

$yyk3 = -a23 * yykm13 - a33 * yykm23 + xxk3 + b23 * xxkm13 + xxkm23;$

$yykm23 = yykm13;$

$yykm13 = yyk3;$

$xxkm23 = xxkm13;$

$xxkm13 = xxk3;$

$xxk4 = yyk3;$

$aak3 = -a23 * aakm13 - a33 * aakm23 + eek3 + b23 * eekm13 + eekm23;$

$aakm23 = aakm13;$

$aakm13 = aak3;$

$eekm23 = eekm13;$

$eekm13 = eek3;$



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

eek4=aak3;

yyk4=-a24\*yykm14-a34\*yykm24+xxk4+b24\*xxkm14+xxkm24;

yykm24=yykm14;

yykm14=yyk4;

xxkm24=xxkm14;

xxkm14=xxk4;

xxk5=yyk4;

aak4=-a24\*aakm14-a34\*aakm24+eek4+b24\*eekm14+eekm24;

aakm24=aakm14;

aakm14=aak4;

eekm24=eekm14;

eekm14=eek4;

eek5=aak4;

yyk5=-a25\*yykm15-a35\*yykm25+xxk5+b25\*xxkm15+xxkm25;

yykm25=yykm15;

yykm15=yyk5;

xxkm25=xxkm15;

xxkm15=xxk5;

aak5=-a25\*aakm15-a35\*aakm25+eek5+b25\*eekm15+eekm25;

aakm25=aakm15;

aakm15=aak5;

eekm25=eekm15;

eekm15=eek5;

}

/\*\*\*\*\*\*

/\* Serial port receive DMA complete

Hier beginnt das eigentlich Hauptprogramm. \*/





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```

/*****/
void spr0_asserted( int sig_num )
{
    bandpass1();      /* Filterung der Eingangssignale (300Hz – 3kHz Bandpass) */
    if(t>period)      /* Ein Overflow wird verhindert, in dem man die Zählvariable t */
        t=t-period;  /* in regelmäßigen Abständen zurücksetzt. */

    /* Um die Rechenleistung zu optimieren, wird die Berechnung des Sinus nur einmal
       vorgenommen und auf die Hilfsvariable a gespeichert. */

    a=sin(2*3.14159265359*3300*t);

    /* Die modulierten Signale werden auf die Eingänge der Ausgangsfilter geschrieben und mit
       einem Amplitudenkorrekturfaktor (Scale-Factor, Berechnung siehe Matlab)
       multipliziert.*/

    xxk1 = yk5*a*0.056897079900446;
    eek1 = ak5*a*0.056897079900446;

    /* Nun kann die Bandpassroutine der Ausgangsfilter aufgerufen werden. */
    bandpass2();
    t=t+0.000021; /* t wird um die Schrittweite 1/Abtastfrequenz erhöht. */

    /* Die Ausgänge des Bandpassfilters werden wiederum mit dem Scale-Faktor multipliziert
       und auf den Codec geschrieben. Es stellte sich heraus, dass der Scale-Faktor nicht korrekt
       ist und wir mussten die Amplitude mit einem weiteren Faktor korrigieren um das
       Linepegelpotential am Ausgang zu erreichen.*/

    tx_buf[1]=(int) yyk5*0.056897079900446*0.25;
    tx_buf[2]=(int) aak5*0.056897079900446*0.25;
}
/*****/
void setup_sports ( void )

```

```

{
/* Configure SHARC serial port SPORT0 */
/* Multichannel communications setup */
sport0_iop.mtcs = 0x00070007; /* transmit on words 0,1,2,16,17,18 */
sport0_iop.mrcs = 0x00070007; /* receive on words 0,1,2,16,17,18 */
sport0_iop.mtccs = 0x00000000; /* no companding on transmit */
sport0_iop.mrccs = 0x00000000; /* no companding on receive */
/* TRANSMIT CONTROL REGISTER */
/* STCTL0 <= 0x001c00f2 */
/* An alternate (and more efficient) way of doing this would be to */
/* write the 32-bit register all at once with a statement like this: */
/* SetIOP(STCTL0, 0x001c00f2); */
/* But the following is more descriptive... */
sport0_iop.txc.mdf = 1; /* multichannel frame delay (MFD) */
sport0_iop.txc.schen = 1; /* Tx DMA chaining enable */
sport0_iop.txc.sden = 1; /* Tx DMA enable */
sport0_iop.txc.lafs = 0; /* Late TFS (alternate) */
sport0_iop.txc.ltfs = 0; /* Active low TFS */
sport0_iop.txc.ditfs = 0; /* Data independent TFS */
sport0_iop.txc.itfs = 0; /* Internally generated TFS */
sport0_iop.txc.tfsr = 0; /* TFS Required */
sport0_iop.txc.ckre = 0; /* Data and FS on clock rising edge */
sport0_iop.txc.gclk = 0; /* Enable clock only during transmission */

sport0_iop.txc.iclk = 0; /* Internally generated Tx clock */
sport0_iop.txc.pack = 0; /* Unpack 32b words into two 16b tx's */
sport0_iop.txc.slen = 15; /* Data word length minus one */
sport0_iop.txc.sendn = 0; /* Data word endian 1 = LSB first */
sport0_iop.txc.dtype = SPORT_DTYPE_RIGHT_JUSTIFY_SIGN_EXTEND;
/* Data type specifier */
sport0_iop.txc.spen = 0; /* Enable (clear for MC operation) */
/* RECEIVE CONTROL REGISTER */
/* SRCTL0 <= 0x1f8c20f2 */
sport0_iop.rxc.nch = 31; /* multichannel number of channels - 1 */

```



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```
sport0_iop.rxc.mce = 1; /* multichannel enable */
sport0_iop.rxc.spl = 0; /* Loop back configure (test) */
sport0_iop.rxc.d2dma = 0; /* Enable 2-dimensional DMA array */
sport0_iop.rxc.schen = 1; /* Rx DMA chaining enable */
sport0_iop.rxc.sden = 1; /* Rx DMA enable */
sport0_iop.rxc.lafs = 0; /* Late RFS (alternate) */
sport0_iop.rxc.ltfs = 0; /* Active low RFS */
sport0_iop.rxc.irfs = 0; /* Internally generated RFS */
sport0_iop.rxc.rfsr = 1; /* RFS Required */
sport0_iop.rxc.ckre = 0; /* Data and FS on clock rising edge */
sport0_iop.rxc.gclk = 0; /* Enable clock only during transmission */
sport0_iop.rxc.iclk = 0; /* Internally generated Rx clock */
sport0_iop.rxc.pack = 0; /* Pack two 16b rx's into 32b word */
sport0_iop.rxc.slen = 15; /* Data word length minus one */
sport0_iop.rxc.sendn = 0; /* Data word endian 1 = LSB first */
sport0_iop.rxc.dtype = SPORT_DTYPE_RIGHT_JUSTIFY_SIGN_EXTEND;
                        /* Data type specifier */
sport0_iop.rxc.spen = 0; /* Enable (clear for MC operation) */
/* Enable sport0 xmit & rcv irqs (DMA enabled) */
interrupt(SIG_SPR0I, spr0_asserted);
interrupt(SIG_SPT0I, spt0_asserted);

/* Set up Transmit Transfer Control Block for chained DMA */
tx_tcb.ii = tx_buf; /* DMA source buffer address */
tx_tcb.cp = &tx_tcb.ii; /* define ptr to next TCB (point to self) */
SetIOP(CP2, (((int)&tx_tcb.ii) & CP_MAF) | CP_PCI);
                        /* define ptr to current TCB (kick off DMA) */
                        /* (SPORT0 transmit uses DMA ch 2) */

/* Set up Receive Transfer Control Block for chained DMA */
rx_tcb.ii = rx_buf; /* DMA destination buffer address */
rx_tcb.cp = &rx_tcb.ii; /* define ptr to next TCB (point to self) */
SetIOP(CP0, (((int)&rx_tcb.ii) & CP_MAF) | CP_PCI);
```



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```

/* define ptr to current TCB (kick off DMA) */
/* (SPORT0 receive uses DMA ch 0) */
}
/*****/

void send_1847_config_cmds( void )
{
    // Set up pointer and counter to transmit commands.
    xmit_ptr = regs_1847;
    xmit_count = SZ_regs_1847;
    // Wait for all commands to be transmitted.
    while( xmit_count )
        idle();
    // Wait for AD1847 autocal to start.
    while( !(rx_buf[0] & 0x0002) )
        idle();
    // Wait for AD1847 autocal to finish.
    while( rx_buf[0] & 0x0002 )
        idle();

    return;
}
/*****/

/*****/

void init_21k( void )
{
    // Disable timer and set rate to 4 Hz.
    timer_off();
    timer_set( 10000000, 10000000 );
    // Initialize pointer and counter to transmit commands.
    xmit_count = 0;
    xmit_ptr = regs_1847;
    // Enable interrupt nesting.
    asm( "#include <def21060.h>" );
}

```





- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```
asm( "bit set mode1 NESTM;" );

// Enable timer (low priority) interrupt.
interrupt( SIG_TMZ, timer_lo_prior );

// Turn flag LEDs off.
set_flag( SET_FLAG2, SET_FLAG );

return;
}

/*****

void main ( void )
{
    int x;

    // Initialize some SHARC registers.
    init_21k();

    // Reset the Codec.
    set_flag( SET_FLAG0, CLR_FLAG ); /* Put CODEC into RESET */
    for( x=0 ; x<0xffff ; x++ ); /* Hold CODEC in RESET */
    set_flag( SET_FLAG0, SET_FLAG ); /* Release CODEC from RESET */
    // Configure SHARC serial port.
    setup_sports();

    // Send setup commands to CODEC.
    send_1847_config_cmds();

    // Turn on all LEDs.
    set_flag(SET_FLAG2, CLR_FLAG);

    // Turn on the timer.
    timer_on();

    // Loop forever.
    for(;;)
    {
        // Check if user has ordered an input gain change.
        if( current_gain != ordered_gain )
            set_input_gain();
    }
}
*****/
```



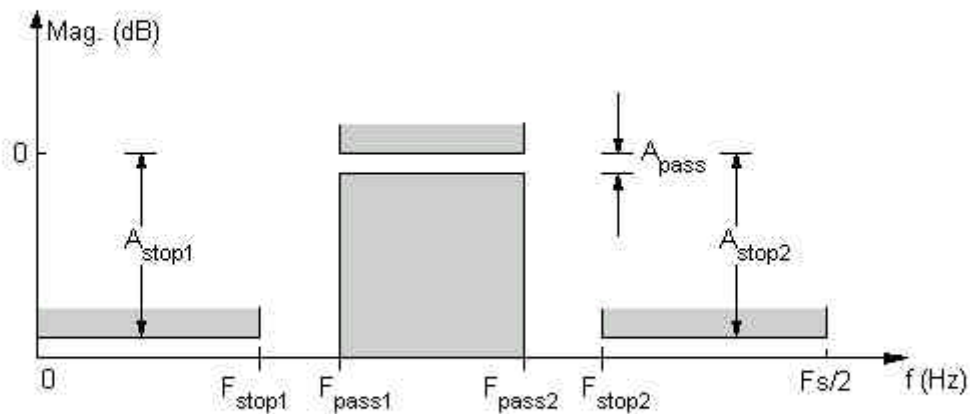


- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

```
// Check if user has ordered a sample rate change.  
if( current_rate != ordered_rate )  
    set_samplerate();  
    idle();  
};  
}  
/*****/  
/* Ende von flirt.c */  
/*****/
```

## 4.4 Filterdesign

### IIR – Cauer Bandpass



#### geforderte Kenngrößen:

IIR – Cauer Bandpass

minimale Ordnung

$F_{stop1} = 200\text{Hz}$

$F_{pass1} = 300\text{Hz}$

$F_{pass2} = 3000\text{Hz}$

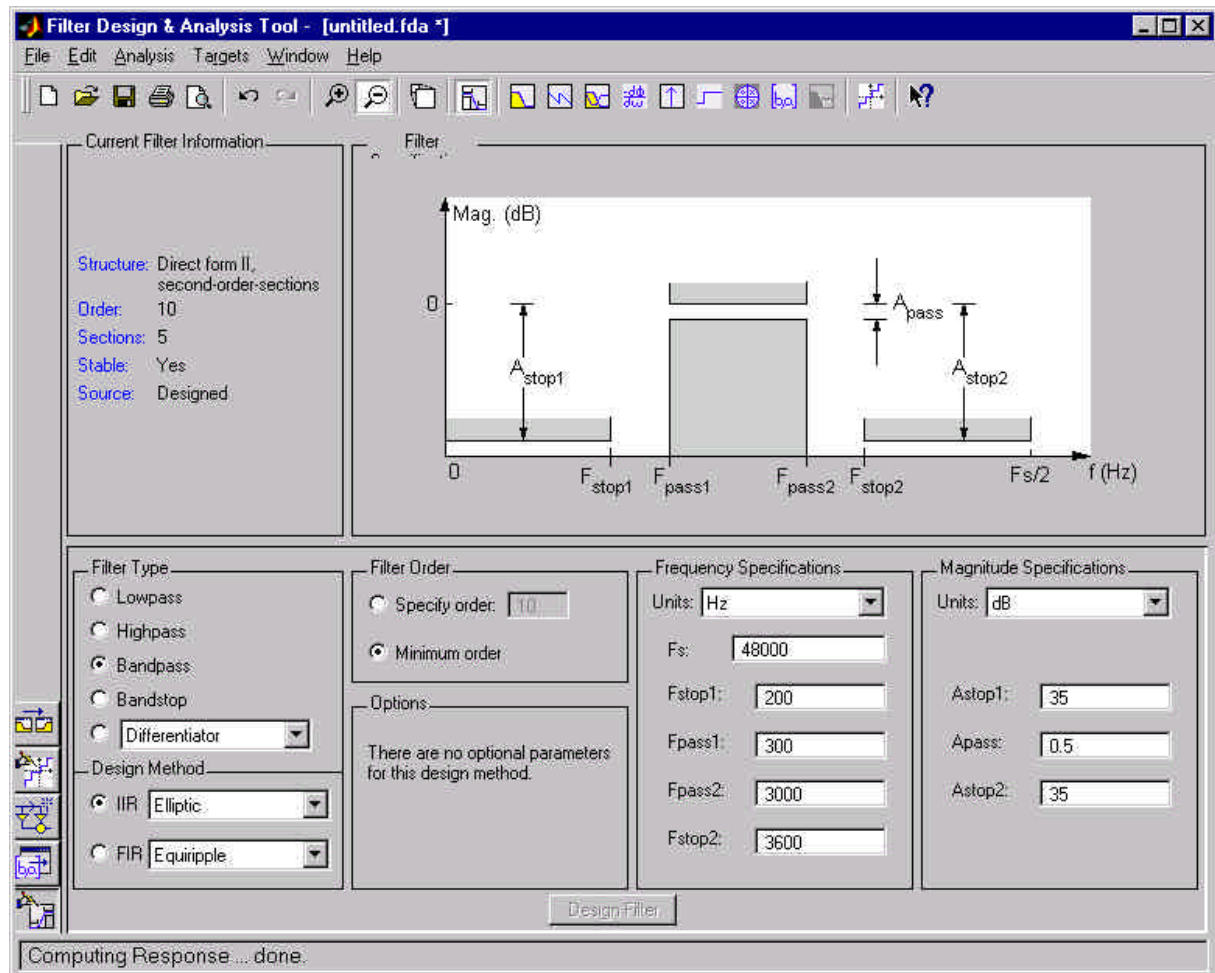
$F_{stop2} = 3600\text{Hz}$

$A_{stop1} = A_{stop2} = 35\text{dB}$

$A_{pass} = 0,5\text{dB}$

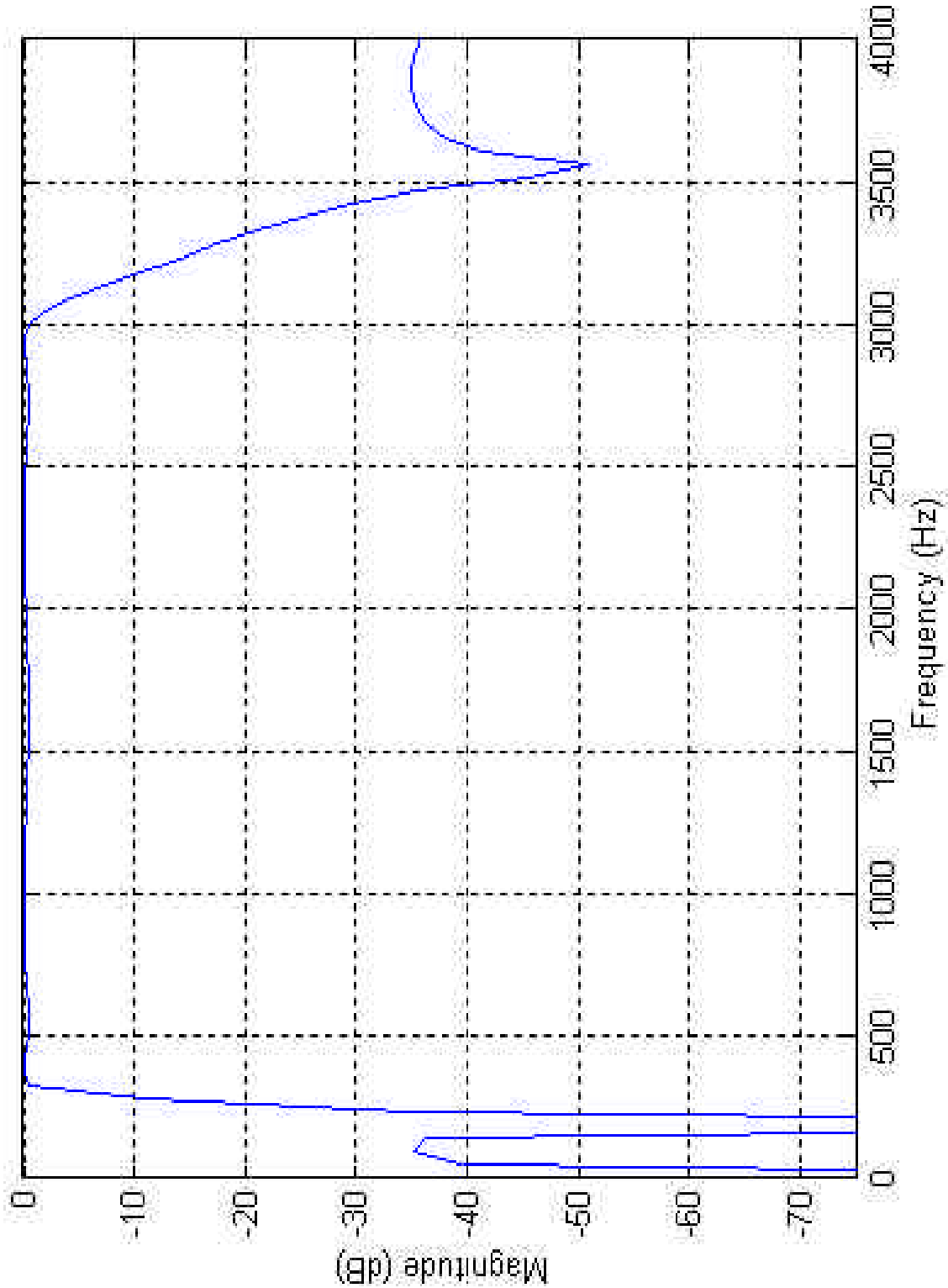
$f_s = 48\text{kHz}$

Ein Screenshot des verwendeten Programms:



Zur Berechnung der Filterkoeffizienten verwendeten wir die Matlab - Toolbox Filter Design & Analysis. Bei diesem Programm werden einfach die geforderten Kenngrößen eingetragen und man erhält die Filterkoeffizienten, Übertragungsfunktion, Sprungantwort usw.

## Übertragungsfunktion des Bandpasses 2. Ordnung



Herauslesen der Grenzfrequenzen:

untere Grenzfrequenz: 293Hz

obere Grenzfrequenz: 3.07kHz

### berechnete Kenngrößen:

10. Ordnung, bestehend aus 5 Biquads

### Betragsbildung von Biquads bei 2400 Hz

$$f := 2400$$

$$\text{phi} := \frac{-(2\pi f)}{4800} \quad \text{Phasenverschiebung bei Verzögerung um einen Takt}$$

#### Berechnung der Einzelbeträge der Filter 2.Ordnung (Biquads)

$$\alpha_{11} := 1 \quad \alpha_{12} := 3.827 \cdot 10^{-7} \quad \alpha_{13} := -1$$

$$\beta_{12} := -1.821 \quad \beta_{13} := 0.8356$$

$$A1(\text{phi}) := \frac{\alpha_{11} + \alpha_{12} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \alpha_{13} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}{1 + \beta_{12} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \beta_{13} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}$$

$$\text{Ampl}_1 := |A1(\text{phi})|$$

$$\alpha_{21} := 1 \quad \alpha_{22} := -1.632 \quad \alpha_{23} := 1$$

$$\beta_{22} := -1.747 \quad \beta_{23} := 0.8485$$

$$A2(\text{phi}) := \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \alpha_{23} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}{1 + \beta_{22} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \beta_{23} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}$$

$$\text{Ampl}_2 := |A2(\text{phi})|$$

$$\alpha_{31} := 1 \quad \alpha_{32} := -1.788 \quad \alpha_{33} := 1$$

$$\beta_{32} := -1.812 \quad \beta_{33} := 0.9648$$

$$A3(\text{phi}) := \frac{\alpha_{31} + \alpha_{32} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \alpha_{33} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}{1 + \beta_{32} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \beta_{33} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}$$

$$\text{Ampl}_3 := |A3(\text{phi})|$$

$$\alpha_{41} := 1 \quad \alpha_{42} := -1.999 \quad \alpha_{43} := 1$$

$$\beta_{42} := -1.9748 \quad \beta_{43} := 0.9769$$

$$A4(\text{phi}) := \frac{\alpha_{41} + \alpha_{42} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \alpha_{43} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}{1 + \beta_{42} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \beta_{43} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}$$

$$\text{Ampl}_4 := |A4(\text{phi})|$$

$$\alpha_{51} := 1 \quad \alpha_{52} := -1.632 \quad \alpha_{53} := 1$$

$$\beta_{52} := -1.747 \quad \beta_{53} := 0.8485$$

$$A5(\text{phi}) := \frac{\alpha_{51} + \alpha_{52} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \alpha_{53} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}{1 + \beta_{52} \cdot e^{i \cdot \text{phi}} + \beta_{53} \cdot e^{i \cdot 2 \cdot \text{phi}}}$$

$$\text{Ampl}_5 := |A5(\text{phi})|$$

$$\text{Ampl}_1 = 1.047 \times 10^{-7} \quad \text{Ampl}_2 = 1.01$$

$$\text{Ampl}_3 = 1.003 \quad \text{Ampl}_4 = 1.012 \quad \text{Ampl}_5 = 1.01$$

#### Berechnung der Gesamtamplitude des Filters 10. Ordnung:

$$\text{Ampl}_{\text{ges}} := \text{Ampl}_1 + \text{Ampl}_2 + \text{Ampl}_3 + \text{Ampl}_4 + \text{Ampl}_5$$

$$\text{Ampl}_{\text{ges}} = 4.035 \quad \frac{1}{\text{Ampl}_{\text{ges}}} = 0.248 \quad \text{berechneter Korrekturfaktor} = 0.248$$

#### Filterkoeffizienten:

##### 1. Biquad:

$$\beta_1 = 1, \beta_2 = -1.821342078793192, \beta_3 = 0.835626700555370$$

$$\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 0, \alpha_3 = -1$$

##### 2. Biquad:

$$\beta_1 = 1, \beta_2 = -1.747203020237676, \beta_3 = 0.848514253687054$$

$$\alpha_1 = 1, \alpha_2 = -1.632054747015737, \alpha_3 = 1$$

##### 3. Biquad:

$$\beta_1 = 1, \beta_2 = -1.812228430687747, \beta_3 = 0.964849169802317$$

$$\alpha_1 = 1, \alpha_2 = -1.788556669714414, \alpha_3 = 1$$

##### 4. Biquad:

$$\beta_1 = 1, \beta_2 = -1.974779518261832, \beta_3 = 0.976919483783646$$

$$\alpha_1 = 1, \alpha_2 = -1.999397636354712, \alpha_3 = 1$$

5. Biquad:

$$\beta_1 = 1, \beta_2 = -1.994902112525204, \beta_3 = 0.996409250278685$$

$$\alpha_1 = 1, \alpha_2 = -1.998906758622445, \alpha_3 = 1$$

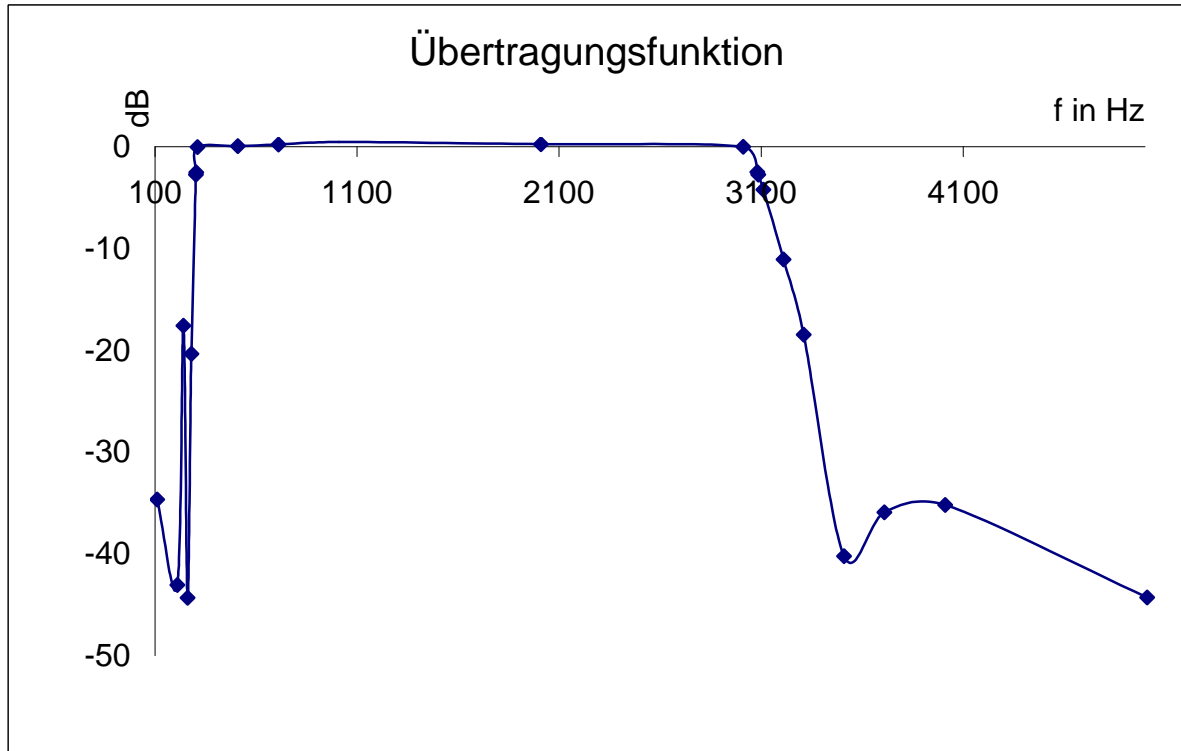
Scale Faktor: 0.012785716874857

Die Filterkoeffizienten wurden von Matlab mit Hilfe der Bilinearen Transformation berechnet. Diese Rechenoperation wird später genauer erklärt.

Gemessene Übertragungsfunktion

f in Hz	Dämpfung in dB
100	-34,9
200	-43,3
230	-17,83
250	-44,56
270	-20,6
<b>292,4</b>	<b>-3</b>
293	-2,77
300	-0,27
500	-0,19
700	-0,04
1000	0,23
2000	0
3000	-0,26
3070	-2,75
<b>3075</b>	<b>-3</b>
3100	-4,46
3200	-11,31
3300	-18,72
3500	-40,48
3700	-36,17
4000	-35,45
5000	-44,53

Man kann herauslesen, dass die gemessene untere Grenzfrequenz von der berechneten um 0,6Hz und die gemessene obere Grenzfrequenz von der berechneten um 5Hz abweicht.



### Bilineare Transformation:

Die bilineare Transformation bzw. die impulsinvariante Transformation des digitalen Filters soll möglichst genau jenen des analogen Filters entsprechen.

Analoge Filter besitzen eine Übertragungsfunktion mit einem kontinuierlichen Frequenzgang von  $-\infty$  bis  $\infty$ . Die Übertragungsfunktion der digitalen Filter ist mit der Abtastfrequenz periodisch. Der ausnützbare Frequenzbereich ist daher auf  $-\omega_a/2$  bis  $\omega_a/2$  begrenzt.

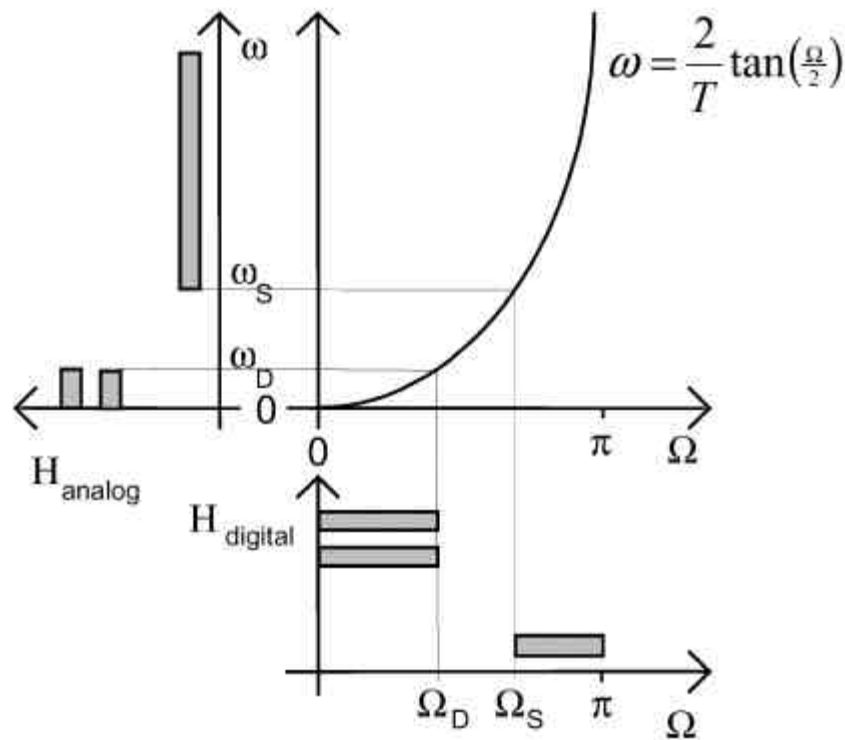
Die bilineare Transformation verändert die Übertragungsfunktion des Analogfilters so, dass der Bereich von  $-\infty \leq \omega \leq \infty$  in den Bereich  $-\omega_a/2 \leq \omega' \leq \omega_a/2$  projiziert wird.

$$w = \frac{w_a}{p} \cdot \tan\left(\frac{p \cdot w'}{w_a}\right) \quad \dots \quad \text{bilineare Transformation}$$

$$\text{für } C = \frac{w_a}{p} = w \cdot \cot\left(\frac{p \cdot w'}{w_a}\right)$$

$$w = C \cdot \tan\left(\frac{p \cdot w'}{w_a}\right)$$





### Normierung auf die Abtastfrequenz:

$$F = \frac{w}{w_a} \Rightarrow F' = \frac{w'}{w_a}$$

$$F = \frac{C}{w_a} \cdot \tan(\mathbf{p} \cdot F') = \frac{1}{\mathbf{p}} \cdot \tan(\mathbf{p} \cdot F')$$

Durch die Modifikation der Frequenzachse erhalten wir im Durchlassbereich die typische Filtercharakteristik, jedoch verschiebt sich die Grenzfrequenz.

### Einführung des Korrekturfaktors l:

gewünscht:  $\omega_g = \omega_g'$

$$F_g = \frac{w_g}{w_a}$$

$$l = \cot(\mathbf{p} \cdot F_g) \quad \text{mit} \quad C = w_g \cdot \cot(\mathbf{p} \cdot F_g)$$

$$w_g = w_g'$$

### Die digitale Übertragungsfunktion H(z):

$$P = j \cdot \frac{\mathbf{w}}{\mathbf{w}_g} = j \cdot \Omega \quad \dots \text{komplexe Frequenzvariable}$$

$$F = F_g \cdot \tan(\mathbf{p} \cdot F')$$

$$\frac{F}{F_g} = \tan(\mathbf{p} \cdot F')$$

$$P = j \cdot \tan(\mathbf{p} \cdot F') \xrightarrow{\text{mit Korrekturfaktor}} P = j \cdot l \cdot \tan(\mathbf{p} \cdot F')$$

$$\tan(\mathbf{p} \cdot F') = \frac{1}{j} \cdot \frac{e^{j\mathbf{p} \cdot F'} - e^{-j\mathbf{p} \cdot F'}}{e^{j\mathbf{p} \cdot F'} + e^{-j\mathbf{p} \cdot F'}} = \frac{1}{j} \cdot \frac{e^{j\mathbf{p} \cdot F'} \cdot (1 - e^{-2j\mathbf{p} \cdot F'})}{e^{j\mathbf{p} \cdot F'} \cdot (1 + e^{-2j\mathbf{p} \cdot F'})}$$

$$\text{für } 2 \cdot j \cdot \mathbf{p} \cdot F' = 2 \cdot j \cdot \mathbf{p} \cdot \frac{f'}{f_a} = j \cdot \mathbf{w}' \cdot T_a$$

$$\Rightarrow \tan(\mathbf{p} \cdot F') = \frac{1}{j} \cdot \frac{1 - e^{-j\mathbf{w}' \cdot T_a}}{1 + e^{-j\mathbf{w}' \cdot T_a}}$$

$$P = l \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

### Nachteile der bilinearen Transformation:

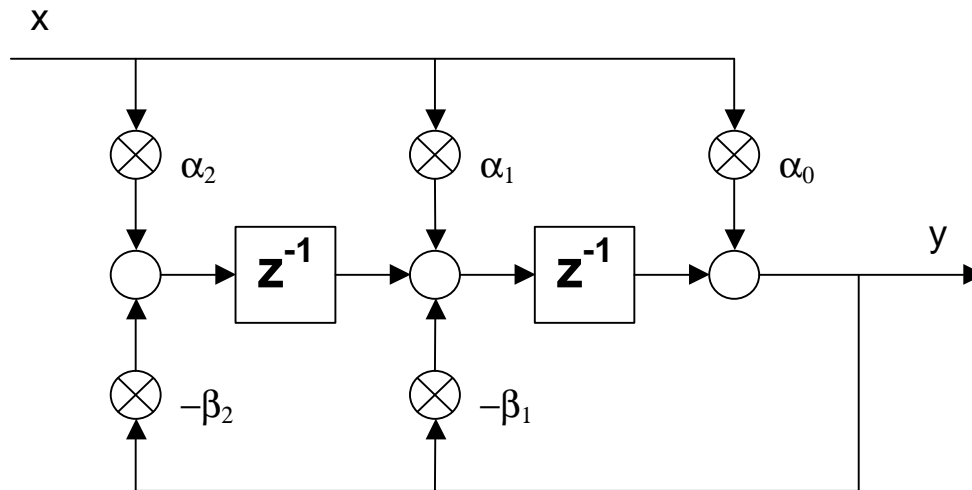
Der Phasengang wird bei dieser Transformation verändert, darum kann die Phase des analogen Filters nicht in den digitalen Bereich übernommen werden.

### Vorgangsweise bei der Filterberechnung:

- Analoge Übertragungsfunktion  $H(P)$  gegeben
- Ersatz von  $P$  durch  $l \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$
- $H(z)$  ? Realisierung

**IIR – Filter 2. Ordnung:**

**Filterstruktur:**



$$H(z) = \frac{Y}{X} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}$$

**analoge Übertragungsfunktion H(P):**

$$H(P) = \frac{d_0 + d_1 P + d_2 P^2}{c_0 + c_1 P + c_2 P^2}$$

**bilineare Transformation:**

$$P = l \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

$$H(z) = \frac{d_0 + d_1 \cdot l \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + d_2 \cdot \left( l \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)^2}{c_0 + c_1 \cdot l \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + c_2 \cdot \left( l \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)^2} = \frac{\frac{d_0 + d_1 l + d_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2} + \frac{2(d_0 - d_2 l^2)}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2} \cdot z^{-1} + \frac{d_0 - d_1 l + d_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2} \cdot z^{-2}}{1 + \frac{2(c_0 - c_2 l^2)}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2} \cdot z^{-1} + \frac{c_0 - c_1 l + c_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2} \cdot z^{-2}}$$

**Koeffizienten:**

$$\mathbf{a}_0 = \frac{d_0 + d_1 l + d_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}; \quad \mathbf{a}_1 = \frac{2(d_0 - d_2 l^2)}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}; \quad \mathbf{a}_2 = \frac{d_0 - d_1 l + d_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2};$$

$$\mathbf{b}_1 = \frac{2(c_0 - c_2 l^2)}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2}; \quad \mathbf{b}_2 = \frac{c_0 - c_1 l + c_2 l^2}{c_0 + c_1 l + c_2 l^2};$$

$$H(z) = \frac{Y}{X} = \frac{\mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_1 z^{-1} + \mathbf{a}_2 z^{-2}}{1 + \mathbf{b}_1 z^{-1} + \mathbf{b}_2 z^{-2}}$$

**Differenzgleichung**

$$y[k] + \beta_1 * y[k-1] + \beta_2 * y[k-2] = \alpha_0 * x[k] + \alpha_1 * x[k-1] + \alpha_2 * x[k-2]$$

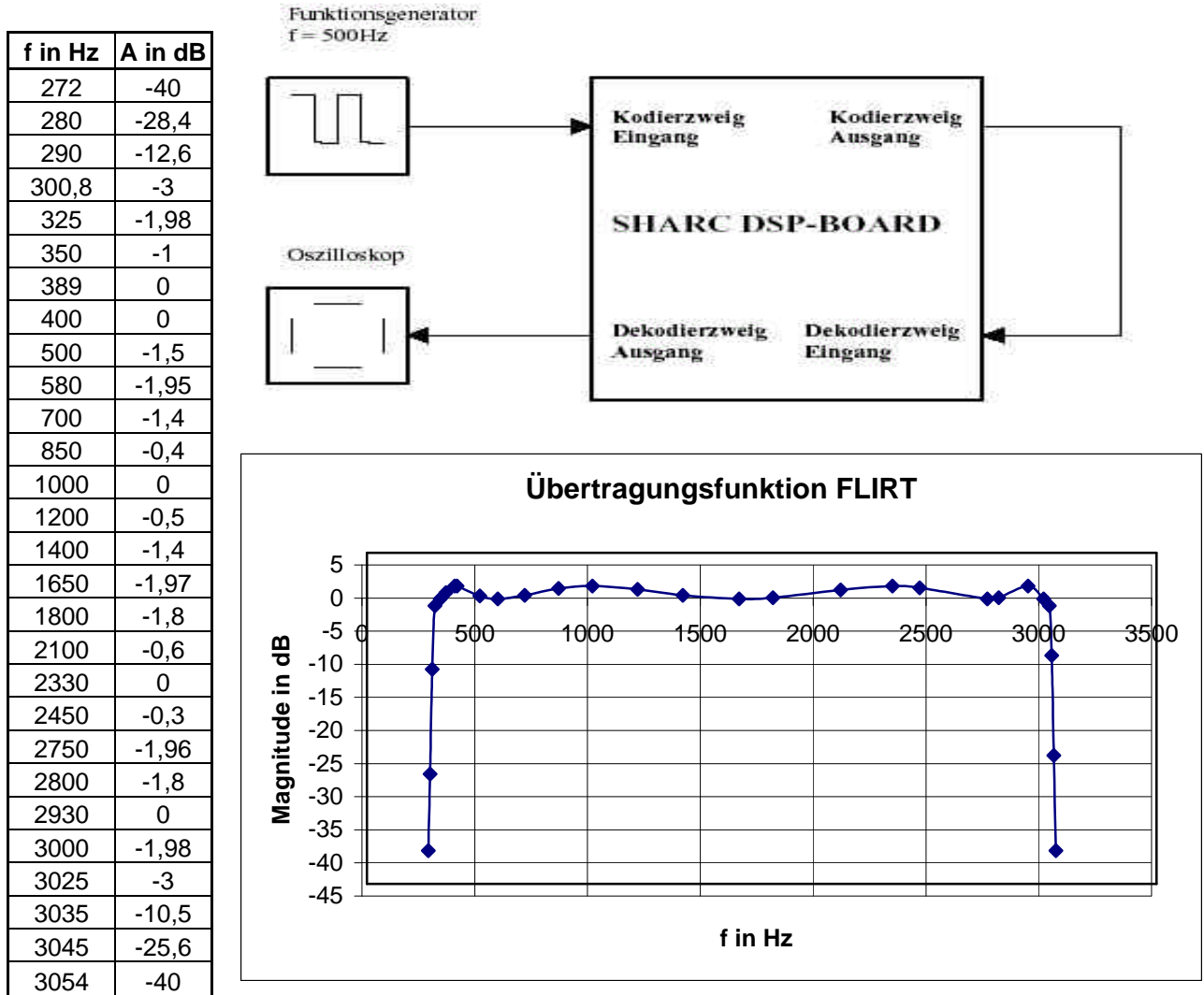
$$y[k] = -b_1 * y[k-1] - b_2 * y[k-2] + a_0 * x[k] + a_1 * x[k-1] + a_2 * x[k-2]$$

Diese Gleichung stellte für uns die Basis für die Programmierung der Bandpässe in C dar.

## 4.5 Messungen

### Übertragungsfunktion

Für diese Messung wurde das kodierte Ausgangssignal direkt wieder in den Dekodierzweig eingespeist und anschließend an das HP Multimeter geführt.



Bei dieser Messung wurde besonders darauf geachtet, dass man die 2dB Welligkeit im Durchlassbereich gut darstellen kann. Diese 2dB Welligkeit stammen von den 4 identischen Bandpässen, die jeweils 0.5dB Welligkeit im Durchlassbereich aufweisen.

## Rechteckverhalten des Kodierzweiges

Eingangssignal: Rechtecksignal  $f = 300\text{Hz} \Rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 600 \cdot \pi \text{ 1/s} = 1885,0 \text{ 1/s}$

Untere Grenzfrequenz:  $f = 300\text{Hz} \Rightarrow \omega = 600 \cdot \pi \text{ 1/s} = 1885,0 \text{ 1/s}$

Obere Grenzfrequenz:  $f = 3000\text{Hz} \Rightarrow \omega = 6000 \cdot \pi \text{ 1/s} = 18849,6 \text{ 1/s}$

### Fourierreihe für Rechtecksignal:

$$y(t) = \sin(\mathbf{w} \cdot t) + \frac{1}{3} \sin(3 \cdot \mathbf{w} \cdot t) + \frac{1}{5} \sin(5 \cdot \mathbf{w} \cdot t) + \frac{1}{7} \sin(7 \cdot \mathbf{w} \cdot t) + \frac{1}{9} \sin(9 \cdot \mathbf{w} \cdot t)$$

### Eingangssignal:

in diesem Falle für  $\omega = 600 \cdot \pi \text{ 1/s}$ :

$$y(t) = \sin(600\mathbf{p} \cdot t) + \frac{1}{3} \sin(1800\mathbf{p} \cdot t) + \frac{1}{5} \sin(3000\mathbf{p} \cdot t) + \frac{1}{7} \sin(4200\mathbf{p} \cdot t) + \frac{1}{9} \sin(5400\mathbf{p} \cdot t) + \dots$$

Dieses Eingangssignal kommt bis zur 5. Oberwelle durch das Eingangsbandfilter durch, der Rest wird weggefiltert.

### Modulation mit 3,3kHz:

$f = 3300\text{Hz} \Rightarrow \omega = 6600 \cdot \pi \text{ 1/s}$

$$x(t) = \sin(6600\mathbf{p} \cdot t)$$

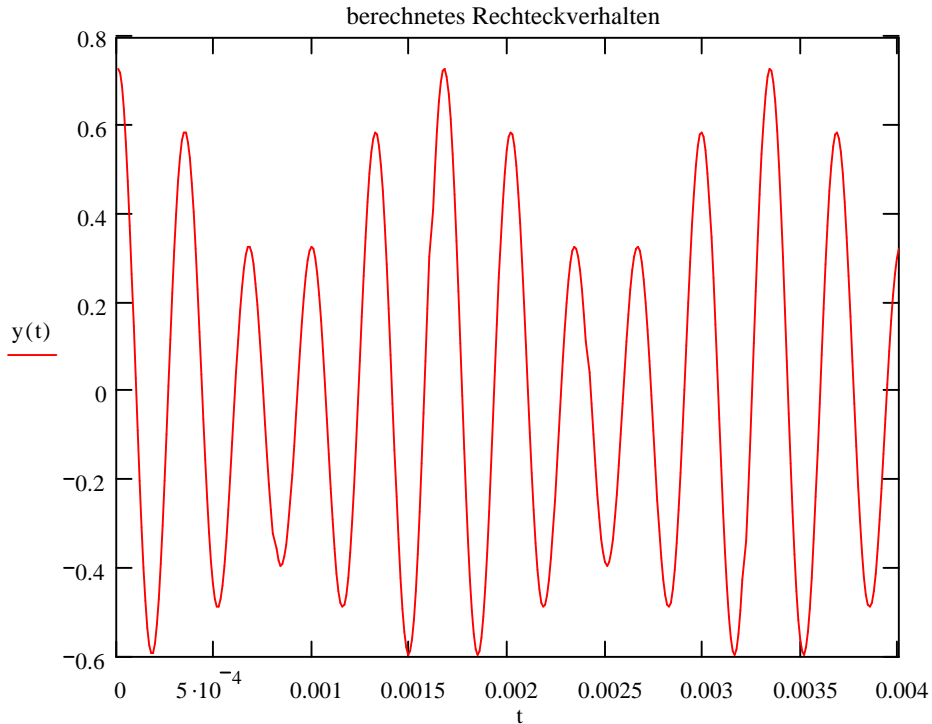
$$\sin(x) \cdot \sin(y) = \frac{1}{2} (\cos(x - y) - \cos(x + y))$$

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \frac{1}{2} (\cos(6000\mathbf{p} \cdot t) - \cos(7200\mathbf{p} \cdot t)) + \frac{1}{6} (\cos(4800\mathbf{p} \cdot t) - \cos(8400\mathbf{p} \cdot t)) \\
 &+ \frac{1}{10} (\cos(3600\mathbf{p} \cdot t) - \cos(9600\mathbf{p} \cdot t)) + \frac{1}{14} (\cos(2400\mathbf{p} \cdot t) - \cos(10800\mathbf{p} \cdot t)) \\
 &+ \frac{1}{18} (\cos(1200\mathbf{p} \cdot t) - \cos(12000\mathbf{p} \cdot t))
 \end{aligned}$$

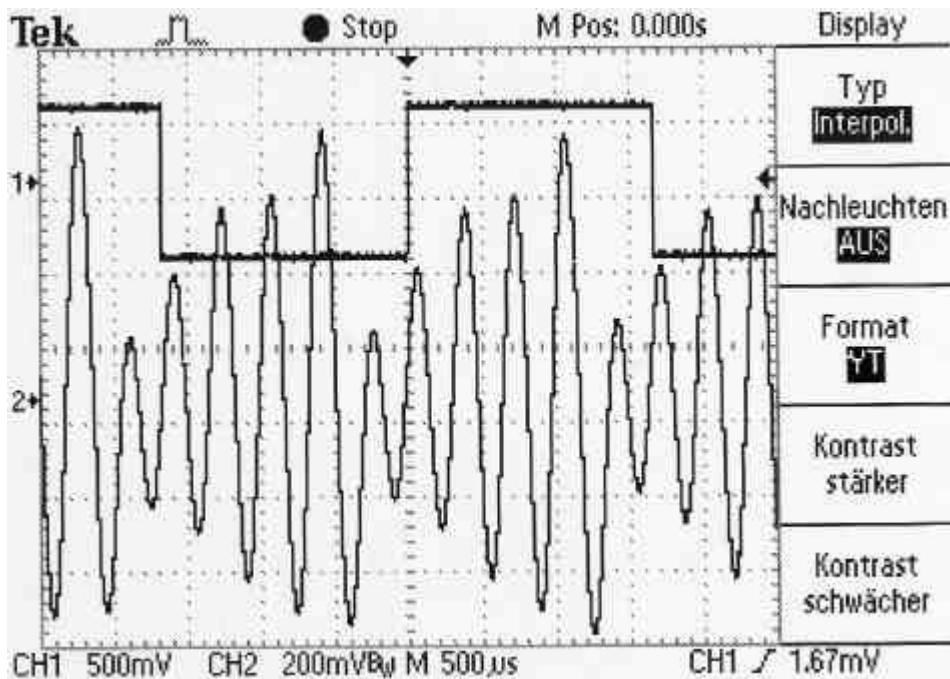
### Ausgangssignal nach Ausgangsbandpass:

Die oberen Seitenbänder werden durch den Ausgangsbandpass weggefiltert.

$$y(t) = \frac{1}{2} \cos(6000\pi \cdot t) + \frac{1}{6} \cos(4800\pi \cdot t) + \frac{1}{10} \cos(3600\pi \cdot t) + \frac{1}{14} \cos(2400\pi \cdot t) + \frac{1}{18} \cos(1200\pi \cdot t)$$

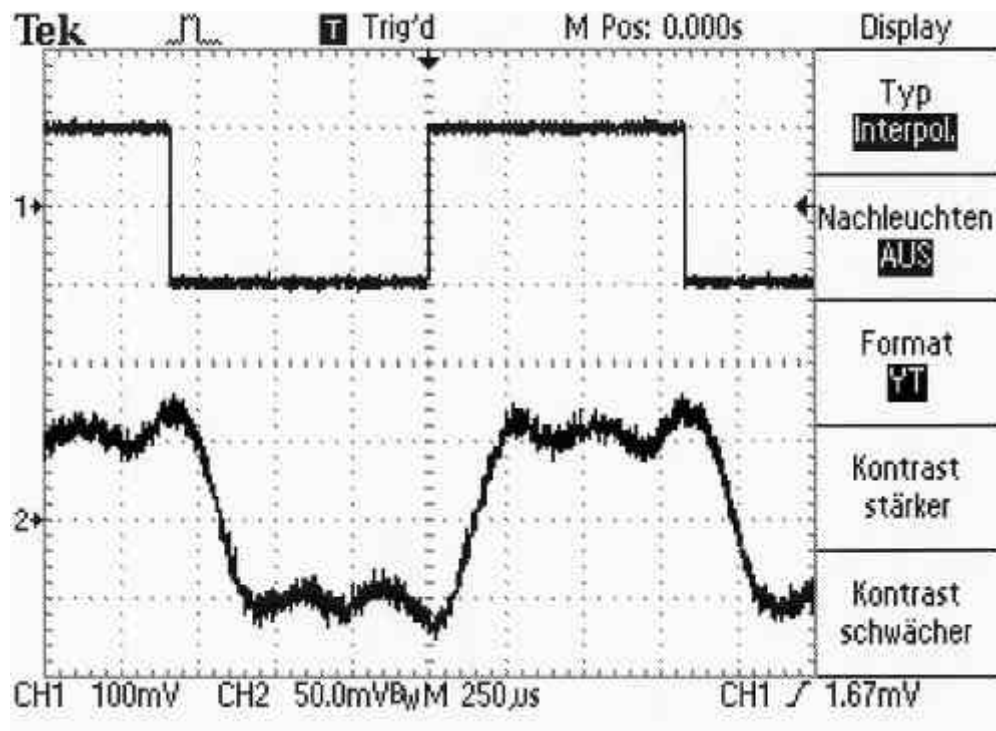


### gemessenes Rechteckverhalten



## Rechteckverhalten des ganzen Systems:

Der Kodierte Ausgang wurde wieder direkt dekodiert.

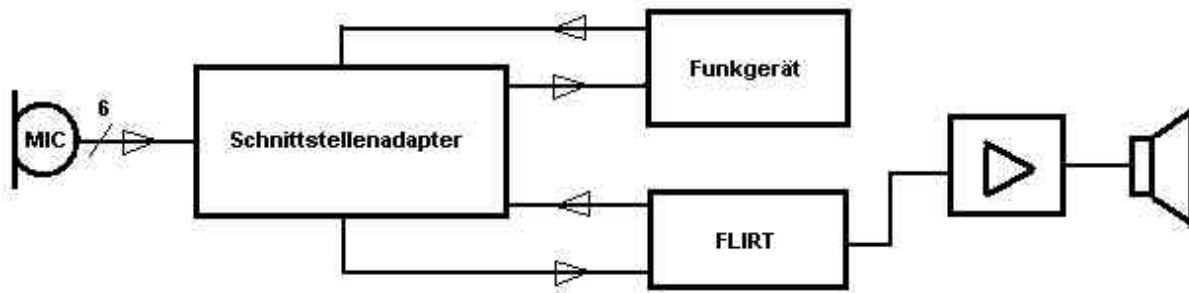


Hier ist zu erkennen, dass die Oberwellen mit einer höheren Ordnung durch das Bandpassfilter weggefiltert werden.



## 4.6 Der Schnittstellenadapter

Blockschaltbild:



Funktionsbeschreibung:

Der Schnittstellenadapter hat seine Funktion in der Pegelanpassung und Weiterleitung der Signale von seiner Hardwareumgebung. Die meisten Signale werden also zunächst über dieses Gerät geführt, bevor sie verarbeitet werden. Würde es zum Beispiel beim Ausgangssignal des Funkgerätes (PHONES) keine Pegelabschwächung durch Schnittstellenadapter geben, so würde das DSP - Board übersteuert werden und die Funktion der gesamten Anordnung wäre nicht mehr sichergestellt. Genauso dient der Schnittstellenadapter aber auch zur Vereinfachung von Signalmessungen und interner Verbindung, da seine Ein- und Ausgänge bequem über Lötstützpunkte zu erreichen sind.

Detailansicht der Funktionsweise:

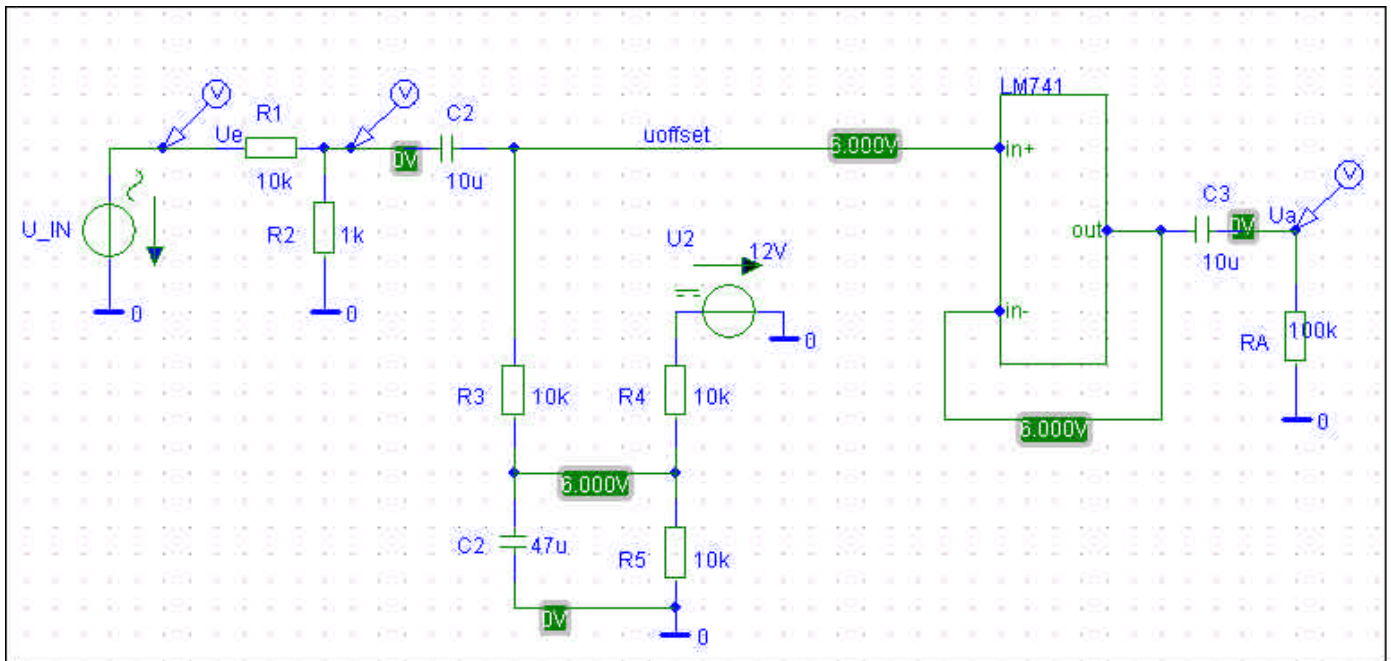
Eingang		Funktion	Ausgang	
Bezeichnung	Pegel (max)		Bezeichnung	Pegel (max)
PHONE (Funkgerät)	11 Vss	Abschwächung um Faktor 11	FLIRT PHONE_IN	1 Vss
FLIRT ENCODED	1Vss	Offsetzugabe von 6 VDC	MIC_IN (Funkgerät)	6 VDC+1 Vss
MIC_OUT (Mikrofon)	1 Vss	Durchverbindung	FLIRT MIC_IN	1 Vss
UP/DOWN (Mikrofon)	8 V	Durchverbindung	UP/DOWN (Mikrofon)	8 V
PTT	8 V	Durchverbindung	PTT	8 V
V+	12 V	Durchverbindung	V+	12 V
V- (GND)	0 V	Durchverbindung	V- (GND)	0 V

Realisierung der Einzelfunktionen:

## Abschwächung um Faktor 11

Abgeschwächt wird mit Widerstandsteiler und Spannungsfolger. Da der Operationsverstärker eine bipolare Spannungsversorgung benötigt, um ein erdunsymmetrisches Signal zu übertragen und ich nur über eine positive Spannungsversorgung verfügte, musste ich das Eingangssignal des OPs mit einem Offset belegen, der auf halbem Versorgungsspannungspotential liegt (6V).

Schaltung (PSpice):



Schaltungsbeschreibung:

Widerstandsteiler ( R1 und R2 ):

Spannungsteiler :

$$\frac{U_e}{U_{R2}} = \frac{R1 + R2}{R2}$$

mit:

$$U_e = 11V_{ss}$$

$$U_{R2} = 1V_{ss}$$

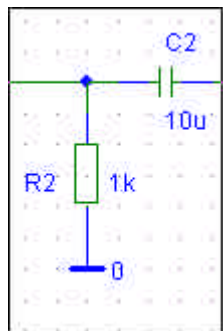
$$\Rightarrow R2 = 1k$$

$$R1 = 10k$$

Ue beträgt maximal 11V<sub>ss</sub>. Da UR2 , die Spannung nach dem Teiler, max. 1 V<sub>ss</sub> betragen sollte und R1=10kΩ gewählt ist, beträgt der Widerstandswert für R2 1 kΩ .

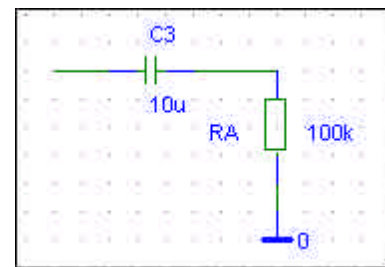
Abblockkondensatoren (C1 und C3):

Diese Kondensatoren dienen dazu, den DC - Offset am Ein- und Ausgang der Schaltung abzublocken. Begründung: Zusammen mit den jeweilig dazugehörigen Widerständen bilden diese Kondensatoren Hochpässe, die eine sehr niedrige Grenzfrequenz besitzen sollten, damit kein Nutzfrequenzanteil (200 Hz-3 kHz) gedämpft wird.



$f_g = 15.52 \text{ Hz}$

$f_g = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$



$f_g = 0.16 \text{ Hz}$

Erzeugung der Offsetspannung ( R4 und R5):

Diese zwei Widerstände wirken als Spannungsteiler, der die Hälfte des Betriebsspannungspotentials liefert. Die so erzeugte Gleichspannung wird nun als Offset auf das Nutzsignal gegeben.

Spannungsstabilisierung( R3 und C2):

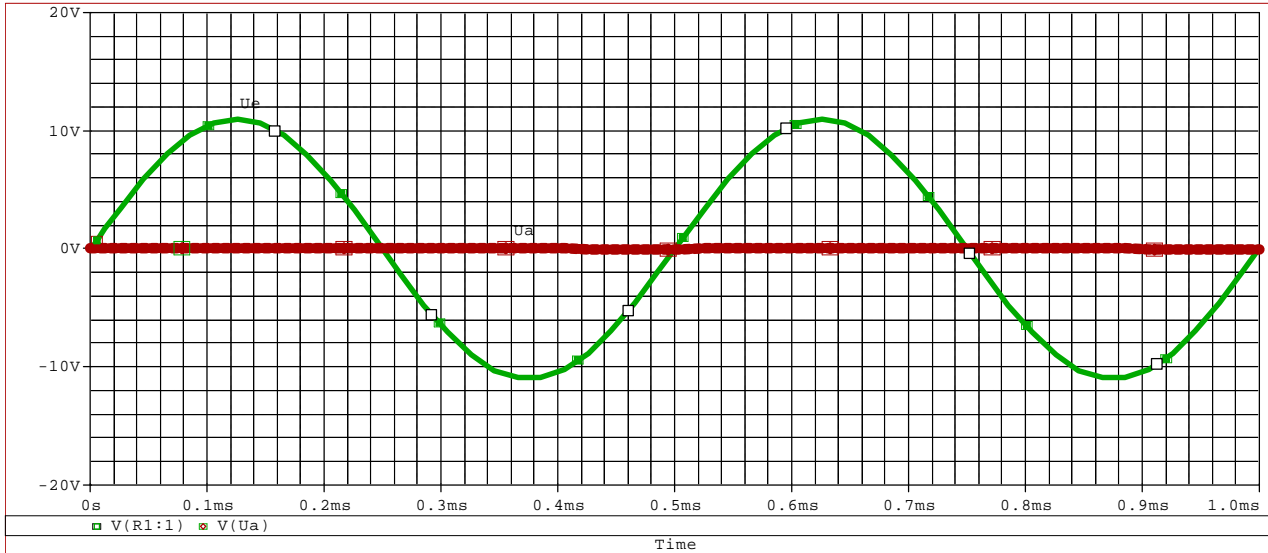
Der Kondensator C2 ist zur Spannungsglättung der Offsetspannung da. Ohne R3 würde er aber den Nutzfrequenzbereich stark dämpfen (auf Masse ziehen). Die gesamte Wechselspannung fällt an  $R3 = 10 \text{ k}\Omega$  ab, weshalb der gewünschte Pegel erhalten bleibt.

Der Spannungsfolger (V1):

Als Spannungsfolger verwendete ich einen Standardoperationsverstärker ( IC LM741), der als nicht invertierender Verstärker mit Verstärkung 1 beschalten wird. Auf diese Weise wird der Ausgang der Schaltung belastbarer.

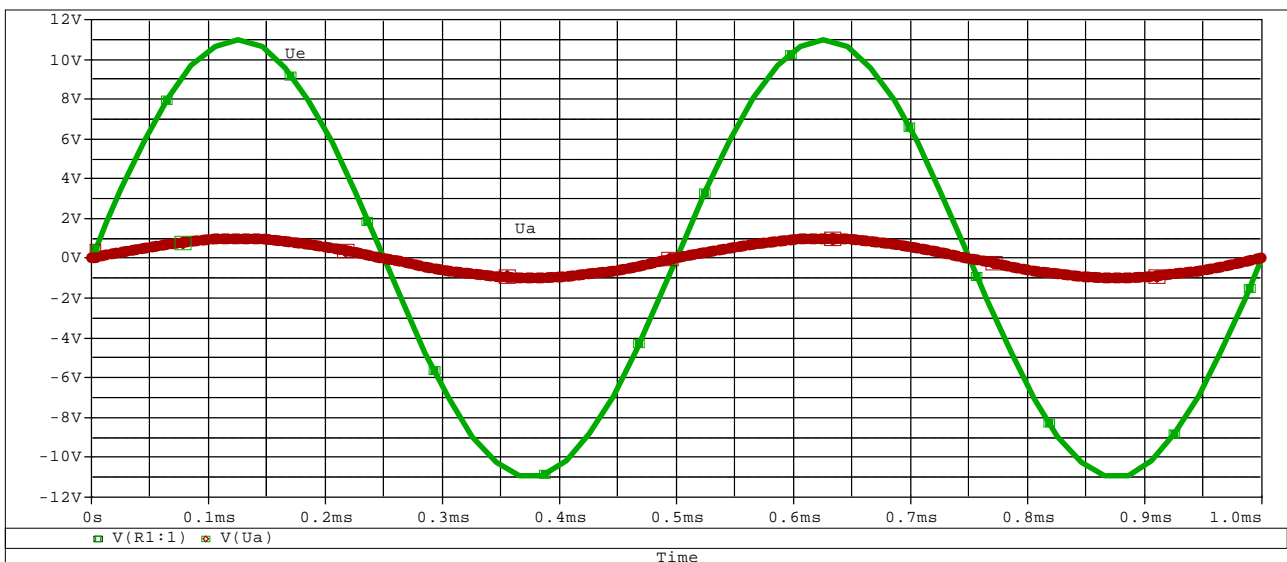
Simulation der Abschwächerschaltung:

Simulation ohne R3 -> C2 zieht Signal auf Masse:



Es ist deutlich zu sehen, dass die Eingangsspannung 11Vss beträgt und der Ausgang auf 0V liegt, da C2 das Signal auf Masse zieht.

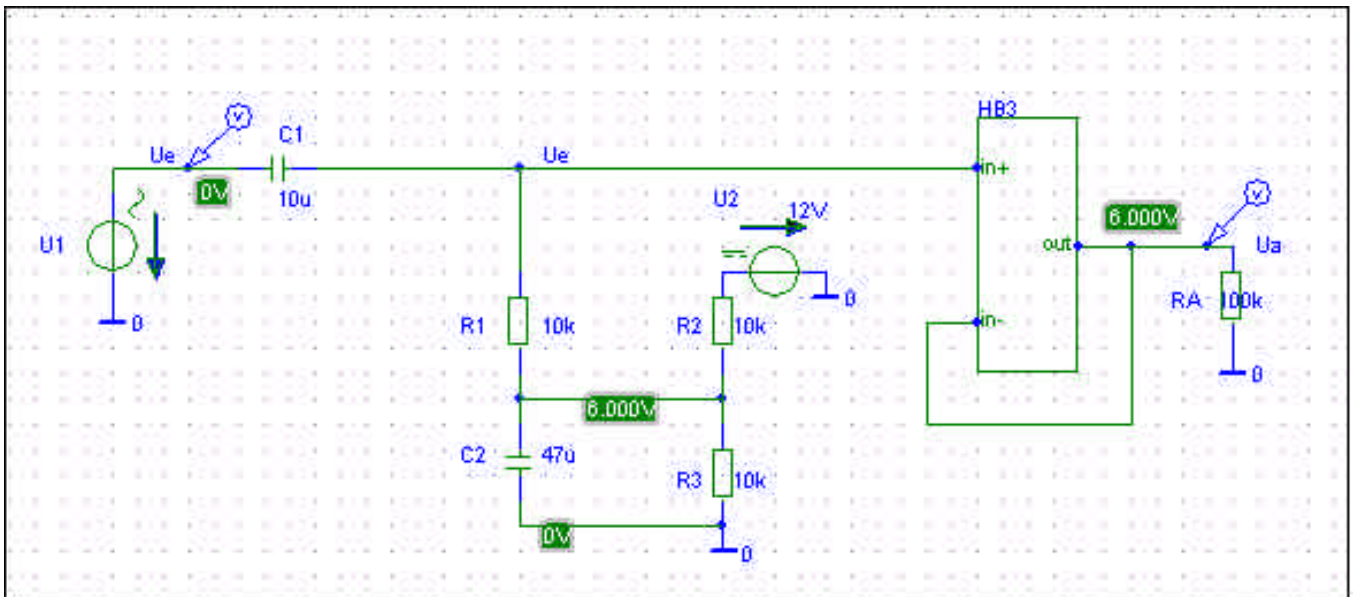
Simulation mit R3 = 10 kΩ ( Pegel bleiben erhalten) .:



Hier zu sehen: Die gewünschte Abschwächung des Eingangssignals um Faktor 11.

## Offsetzugabe von 6 VDC

Da das Mikrofon ein Sprachsignal mit Offset von 6 VDC liefert, muss am MIC - Eingang des Funkgerätes ebenfalls ein solcher Offset vorhanden sein. Der benötigte Offset wird am Eingang des SHARC-DSP-Board durch Kondensatoren abgeblockt, sodass dem modulierten Signal am Ausgang des SHARC keine Offset mehr überlagert ist. Diesem Signal muss folglich wieder eine 6 VDC-Spannung überlagert werden. Dies erledigt folgende Schaltung auf dem Schnittstellenadapter:



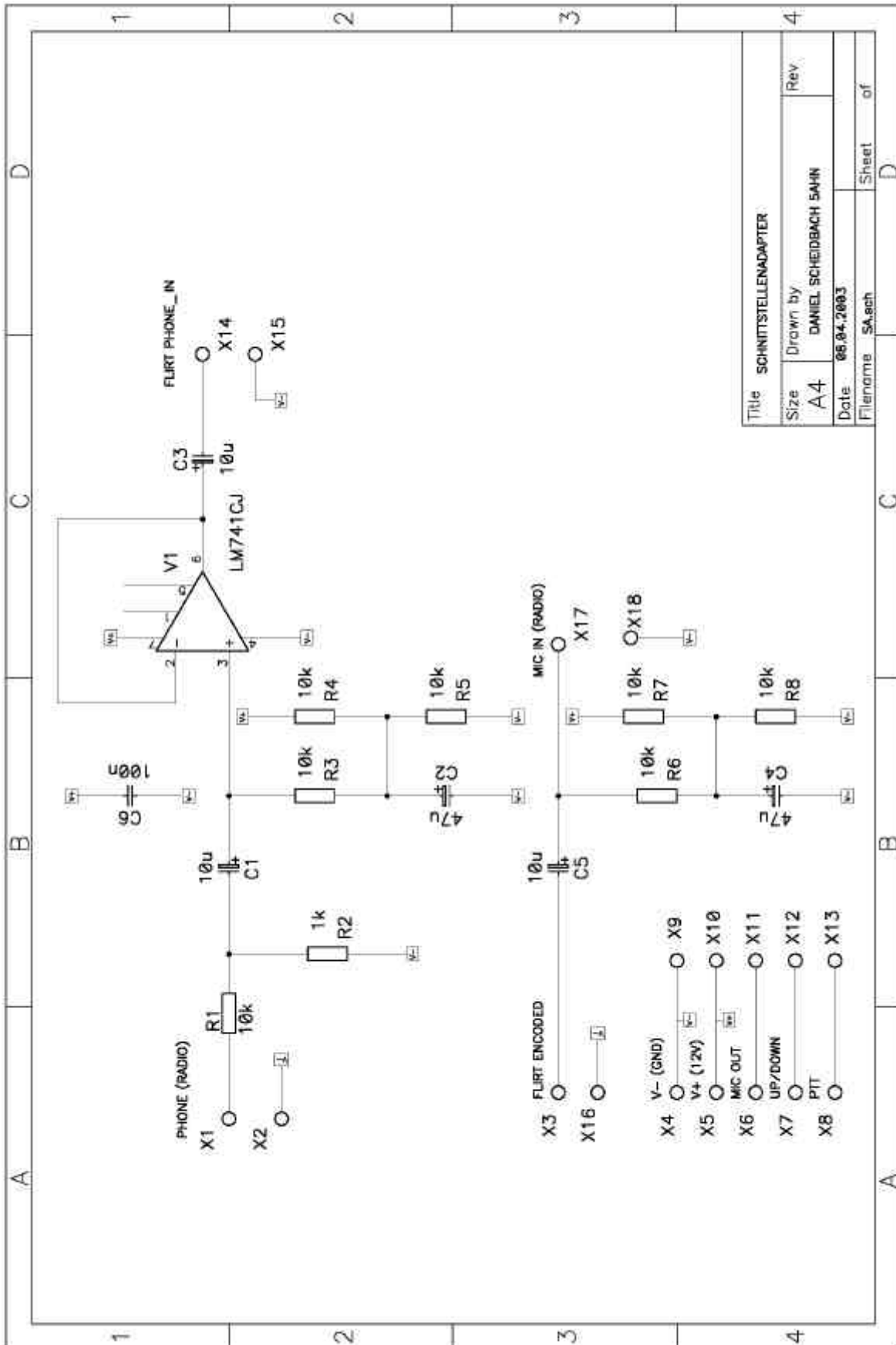
### Schaltungsbeschreibung:

Im wesentlichen sind alle Komponenten dieser Schaltung schon in obiger Beschreibung der Abschwächerschaltung erläutert worden. Es fehlen hier lediglich der Spannungsteiler und die Offsetspannungsabblockung am Ausgang. Das Signal soll ja wechsellspannungsmäßig nicht verändert werden und der Offset am Ausgang ist nun erwünscht.

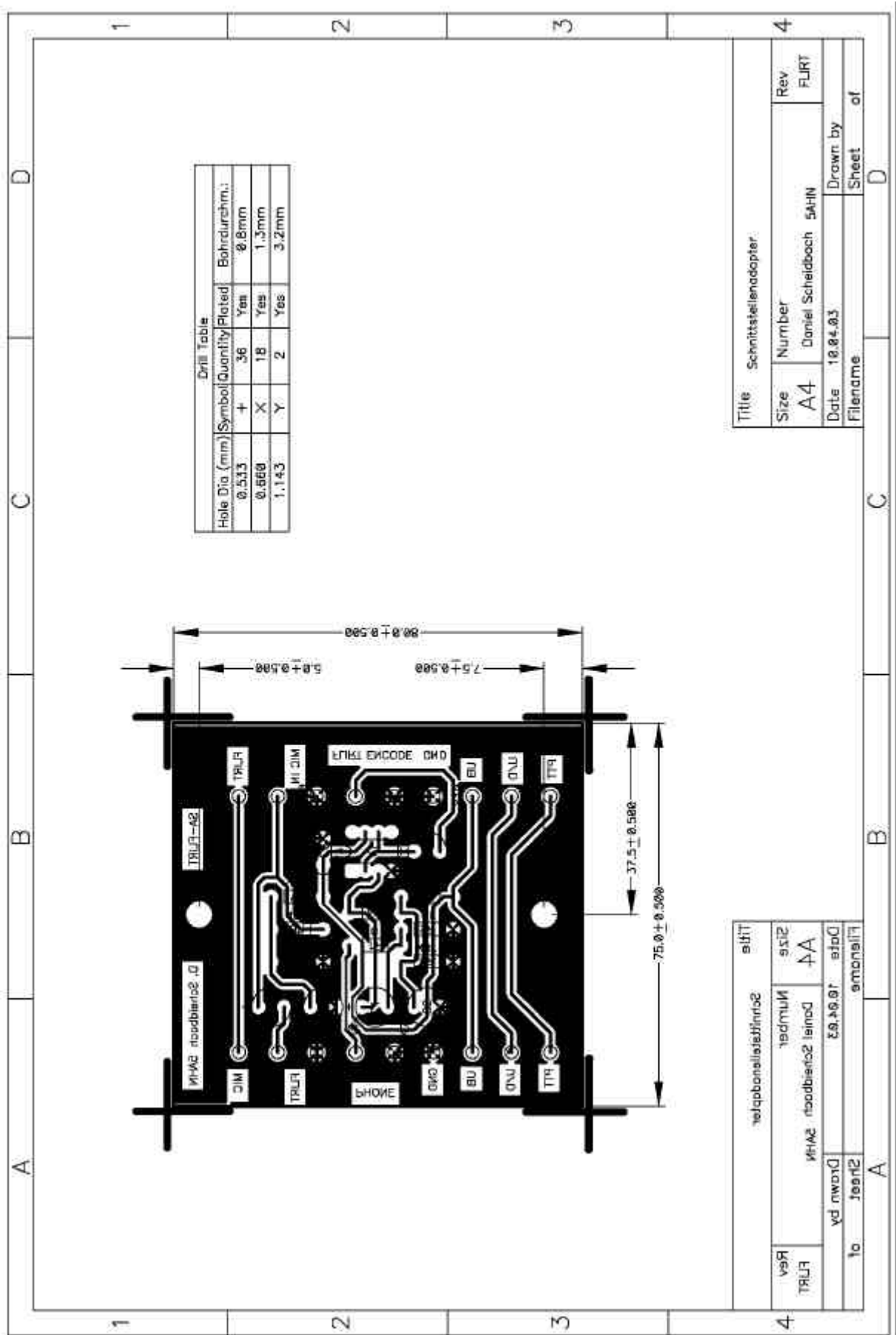
### Fertigungsunterlagen:

Es folgen **Schaltplan**, **Layout**, **Bestückungsplan**, **Leiterplattenbohrplan**, **Druckstockzeichnung** und Stückliste des Schnittstellenadapters, jeweils gezeichnet mittels **P-CAD 2001** von der Firma ACCEL.

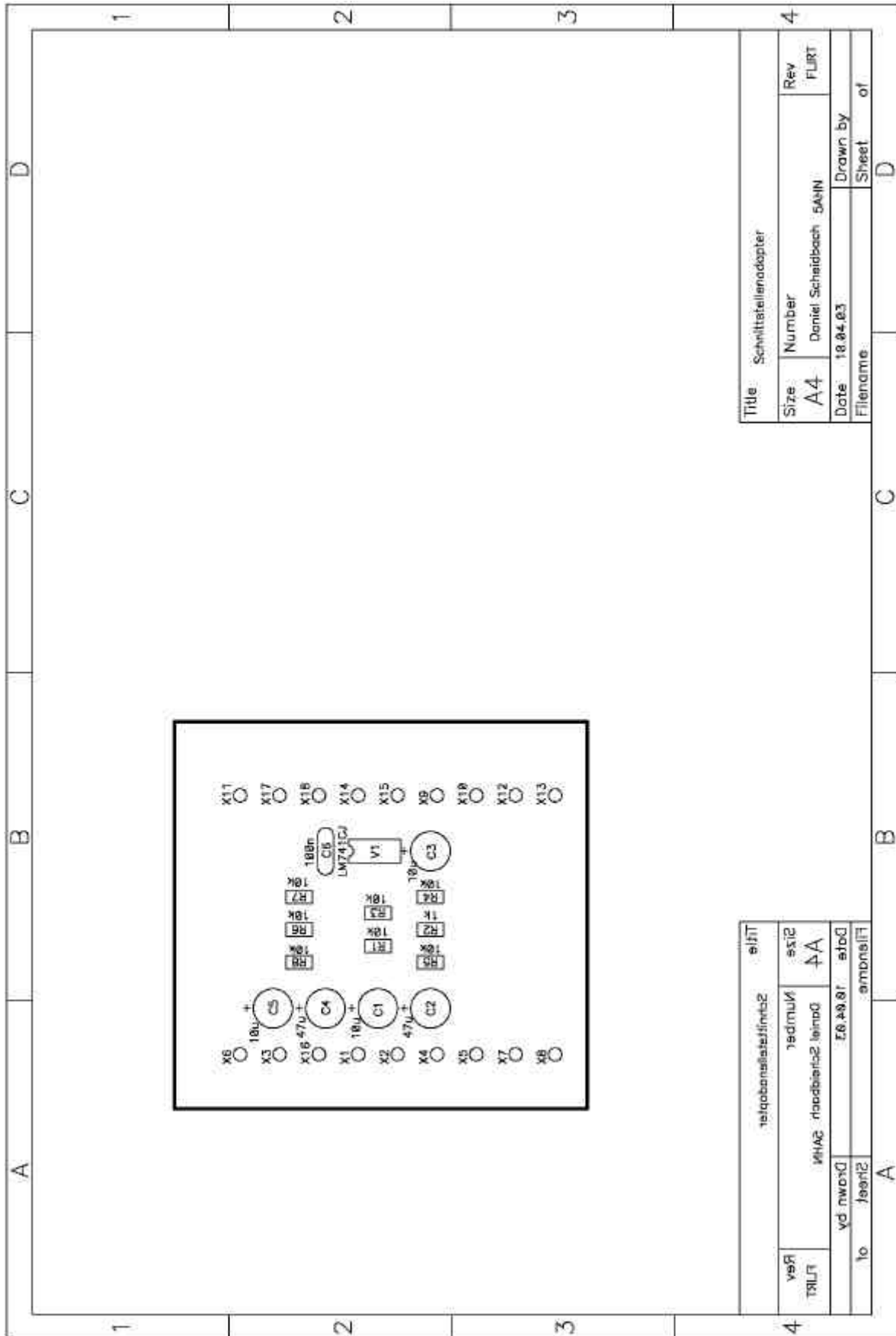
Schaltplan:



**Layout:**

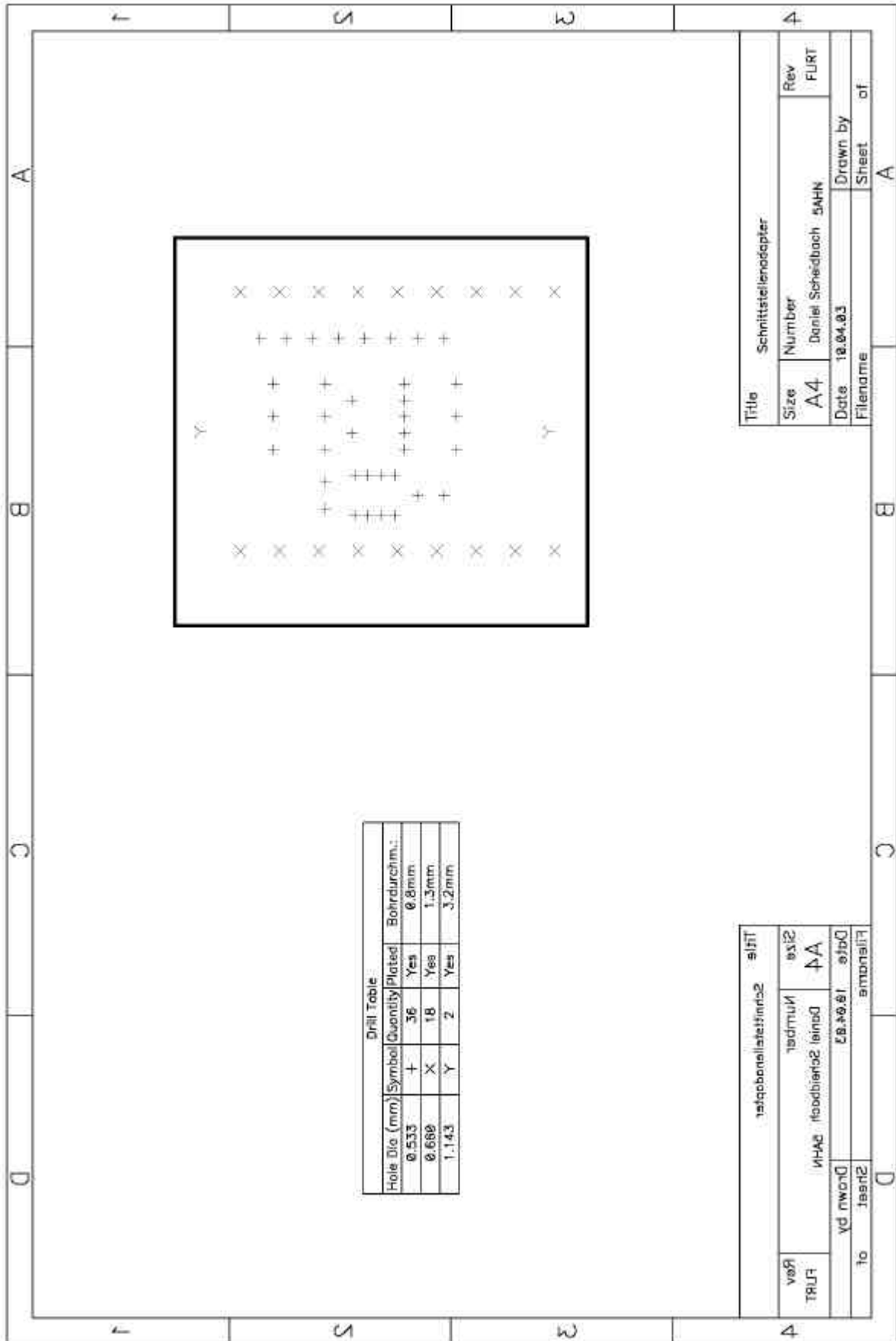


**Bestückungsplan:**

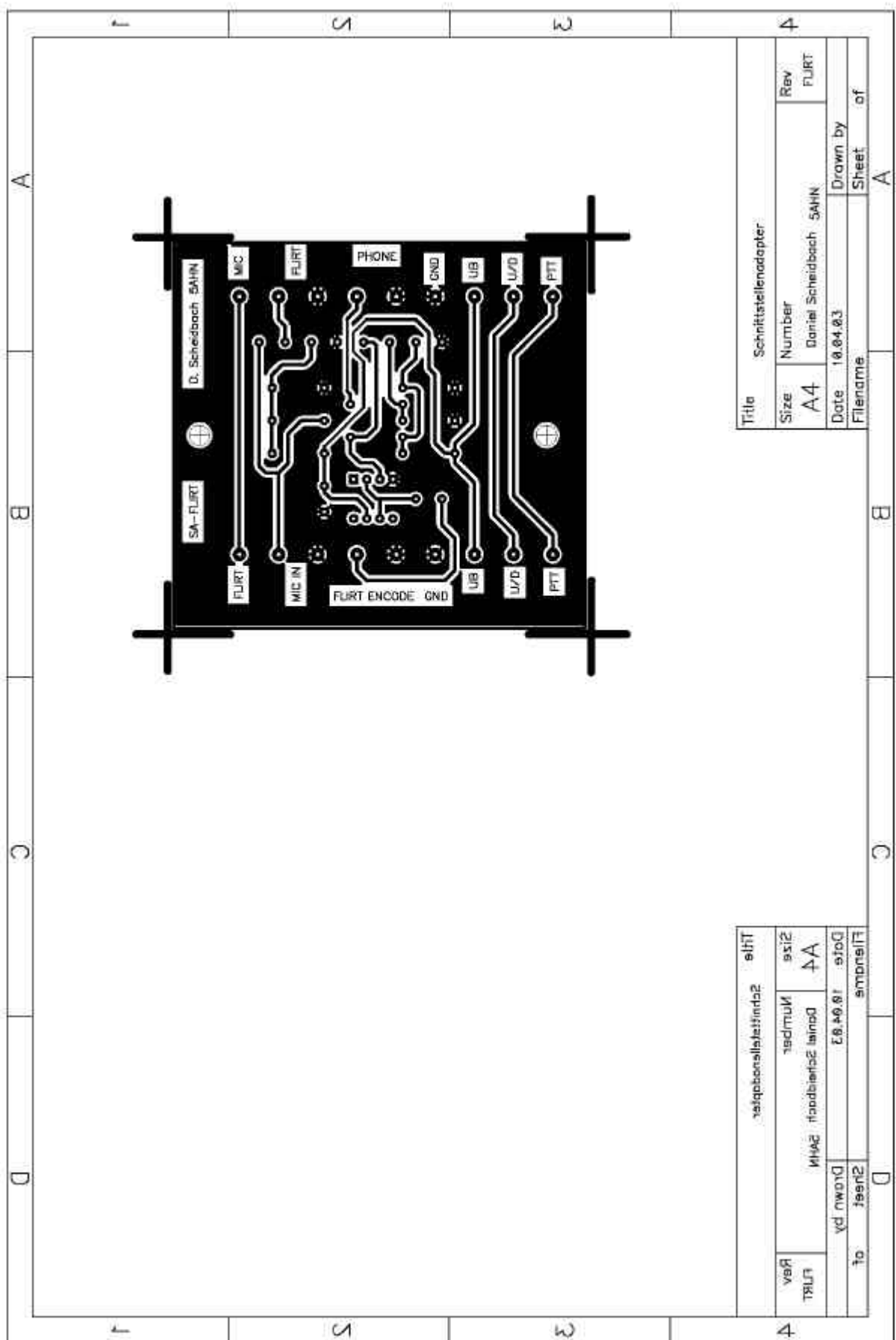




**Bohrplan:**



**Druckstockzeichnung:**

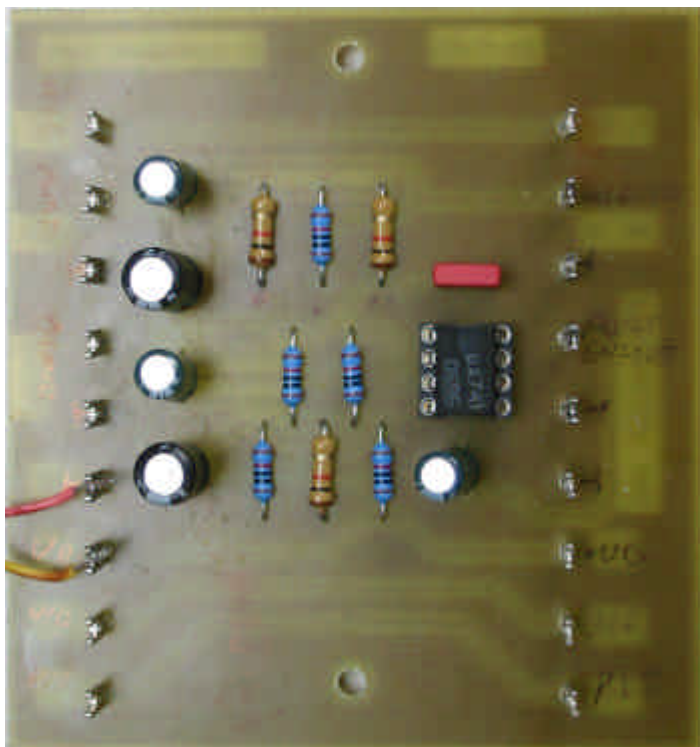


## Stückliste:

Bez.:	Stk.:	Beschreibung	Quelle:	Best. Nr.:	Preis:	Ges:
		<b>für Schnittstellenadapter:</b>				
R1	7	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL		0,14	0,98
R2	1	MSR 1k 1% Bauform 0207	HTL		0,14	0,14
R3	-	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
R4	-	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
R5	-	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
R6	-	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
R7	-	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
R8	-	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
C1	3	ELKO 10µF d5x11 RM5 35/40V	Conrad	472484-22	0.21	0.63
C2	2	ELKO 47µF d5x11 RM5 35/40V	Conrad	472506-22	0.21	0.42
C3	-	ELKO 10µF d5x11 RM5 35/40V				
C4	-	ELKO 47µF d5x11 RM5 35/40V				
C5	-	ELKO 10µF d5x11 RM5 35/40V				
C6	1	MKS 100nF 5x10.5x10.3 BxHxL 400V RM15	HTL		0,23	0,23
U1	1	IC LM741	HTL		0,62	0,62
X1-X18	18	Lötstützpunkt	HTL		0,14	2,52
				EURO	total	4,49

Preise in EURO!

## Endprodukt:



## 5. Netzteil

### 5.1 Allgemeines:

Das Netzteil verfügt über 9,2VDC bzw. 12VDC Ausgangsspannung. Der maximale Ausgangstrom ist 1A und wird vom Spannungsregler bestimmt. Es wurden zwei verschiedene Netzteile gefertigt. Das Netzteil für die analoge Lösung verfügt nur über einen 12V Ausgang und das Netzteil für die digitale Lösung verfügt zusätzlich zum 12V Ausgang noch über einen 9.2V Ausgang. Im Datenblatt des SHARC – Boards war eine Vorsorgungsspannung von 9V bis 12V eingetragen, doch wurde der Spannungsregler bei 12V sehr heiß. Deshalb haben wir das Netzteil noch um eine zusätzliche niedrigere Ausgangsspannung erweitert.

Das Netzteil liefert bei der analogen Lösung die Versorgungsspannung für die aktiven Filter, für den Oszillator und für den Schnittstellenadapter. Bei der digitalen Lösung wird das SHARC – DSP Board und der Schnittstellenadapter mit diesem Netzteil versorgt.

Das Netzteil besteht aus drei Teilen: Transformator, Gleichrichter, Netzteil.



### 5.2 Transformator:

Der Transformator dient der Spannungsübersetzung und der galvanischen Trennung vom Netz. Er besitzt 230V Primärspannung und 15V Sekundärspannung.

Der max. Ausgangsstrom beträgt 1,6A. Aus diesen Werten lässt sich die Ausgangsleistung von 16,6VA errechnen ( $P = U_{\text{Sek}} * I_{\text{Sek}}$ ).

Der Trafo wird primärseitig im Gehäuse an einer Kaltgerätebuchse angeschlossen. Diese Buchse verfügt über eine träge 315mA Sicherung.

Der Transformator wurde von FOL Lercher gewickelt und anschließend in einem Normgehäuse vergossen.

### 5.3 Gleichrichter:

Der Gleichrichter ist für die Erzeugung einer glatten Gleichspannung notwendig.

Zur Gleichrichtung wird ein Brückengleichrichter eingesetzt. Als Brückengleichrichter verwenden wir den 1KAB100E von International Rectifier.

Außerdem wird noch ein 1000 $\mu$ F ELKO eingesetzt, der als Siebkondensator fungiert

Schaltungsart	$U_s / U_0$	$I_s / I_0$	$P_s / P_0$
<b>Brückenschaltung</b>	<b>0,85</b>	<b>1,7</b>	<b>1,4</b>
Mittelpunktschaltung	0,85	1,2	2
Einwegschaltung	0,9	2,7	2,5

Quelle: Ing. Grass

Diese Werte werden später für die Berechnung benötigt.

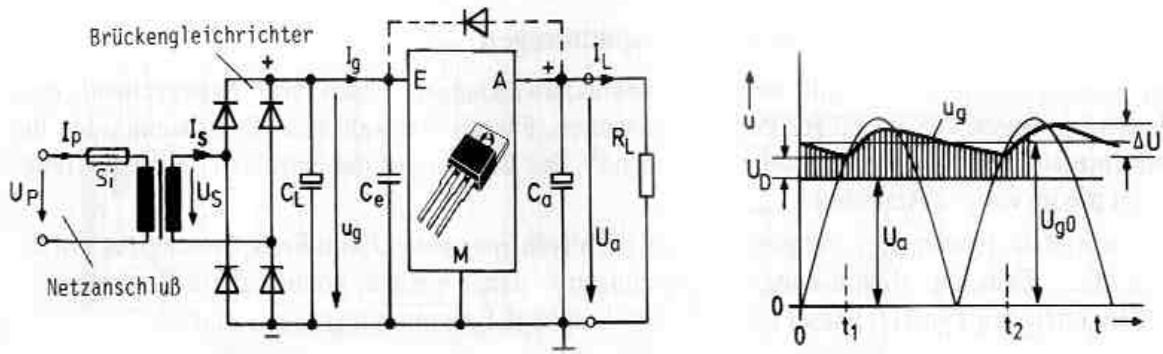
### 5.4 Spannungsregler:

Der Spannungsregler erzeugt aus der vorgeglätteten aber doch noch welligen Spannung des Gleichrichters eine stabile und glatte Ausgangsspannung. Da unvermeidliche Leitungsinduktivitäten zwischen dem Spannungsregler und dem ELKO auftreten, kann es zu Regelschwingungen kommen. Um diese Schwingungen zu Vermeiden wird ein induktivitätsarmer Kondensator am Eingang des Spannungsreglers dazugeschalten. Außerdem wird noch eine Diode zwischen Eingang und Ausgang geschaltet, die den Spannungsregler vor schädlichen Rückströmen schützt, die beim Abschalten der Eingangsspannung auftreten können.

Als Spannungsregler wird der L7812CV verwendet. Der L7812CV verfügt über 12V Ausgangsspannung und einem maximalen Ausgangsstrom von 1A. Dieser Spannungsregler wird noch mit einem Kühlkörper gekühlt.

Die zweite Ausgangsspannung für die digitale Lösung wurden durch Zuschalten von vier Dioden am Ausgang erreicht. Durch diese Serienschaltung wird die ursprüngliche Ausgangsspannung von 12V auf  $12V - 4 * 0,7V = 9,2V$  herabgesetzt.

## 5.5 Berechnung der Schaltung



**Forderung:**  $U_a = 12V$ ,  $I_L = 500mA$  bei  $U_P = 230V$  ( $f = 50Hz$ )

**Ladekondensator:** Ansatz:  $\Delta U = 0,2 \cdot U_a = 2,4V$  Mit  $I_{g0} \sim I_L$

$$C_L = 6,5 \cdot \frac{I_L / mA}{\Delta U / V} \mu F = 1354 \mu F \quad \text{Gewählt: } C_L = 1000 \mu F / 40V$$

**Transformator:**  $U_{g0} \approx U_a + U_D + \frac{\Delta U}{2} \approx 12V + 2V + 1,2V = 15,2V$  (Mindestwert)

Ansatz:  $U_S \approx 0,85 \cdot U_{g0} = 0,85 \cdot 15,2V = 12,92V$ ,  $I_S \approx 1,7 \cdot I_L = 0,85A$

$$P_S \approx 1,4 \cdot U_{g0} \cdot I_L = 1,4 \cdot 15,2V \cdot 0,5A = 10,64VA$$

Gewählt: Trafo mit Nennleistung 16,6VA und 15V Nennspannung

**Brückengleichrichter:** 1KAB100E

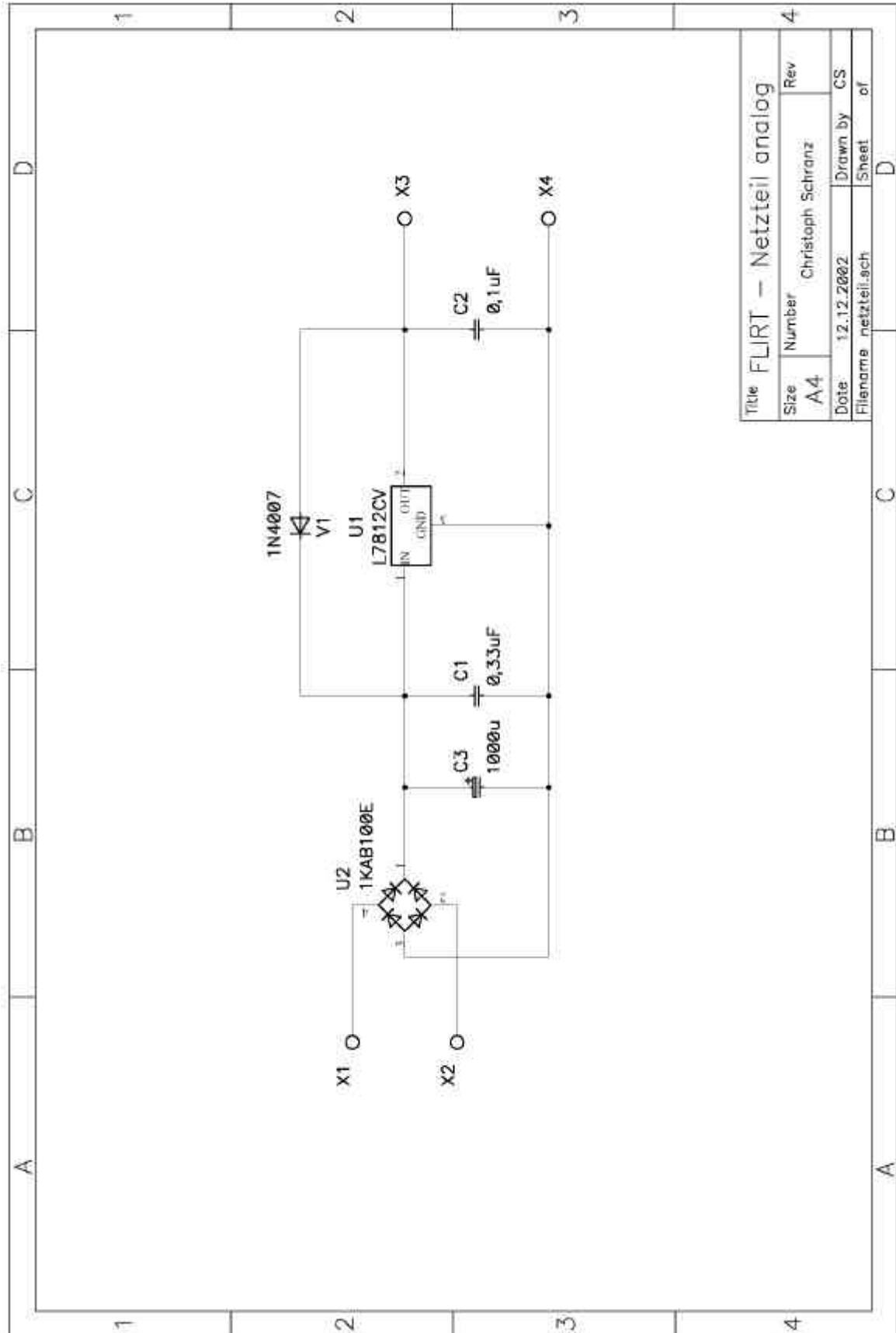
$$I_0 = 1,5A, T_C = 45^\circ, V_{RRM} = 1000V$$

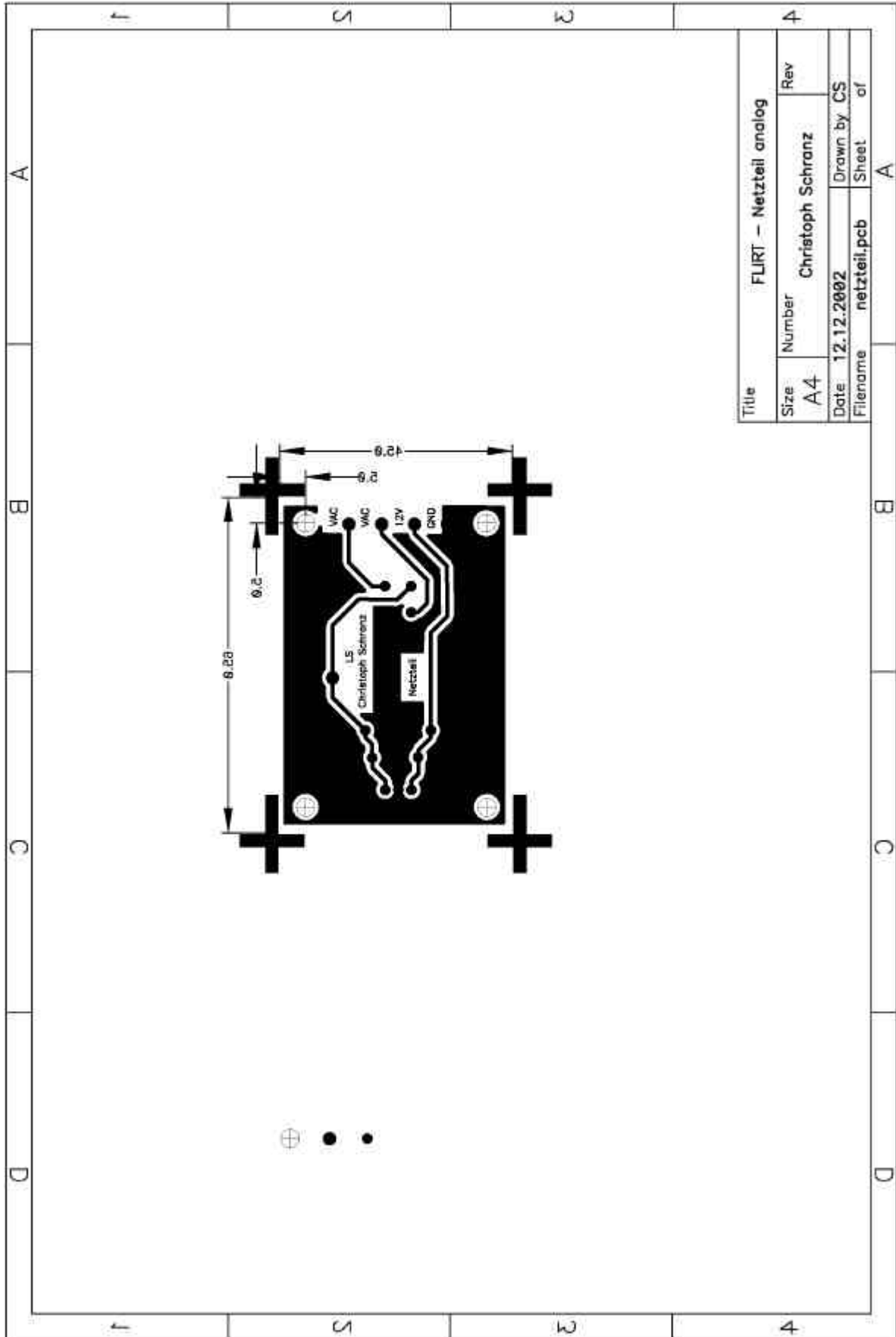
**Spannungsregler:** L7812 (1A-Typ)

**Sicherung:**  $I_P = \frac{P_N}{U_P \cdot h} = \frac{16,6VA}{230V \cdot 0,7} = 103mA$  (? Wirkungsgrad)

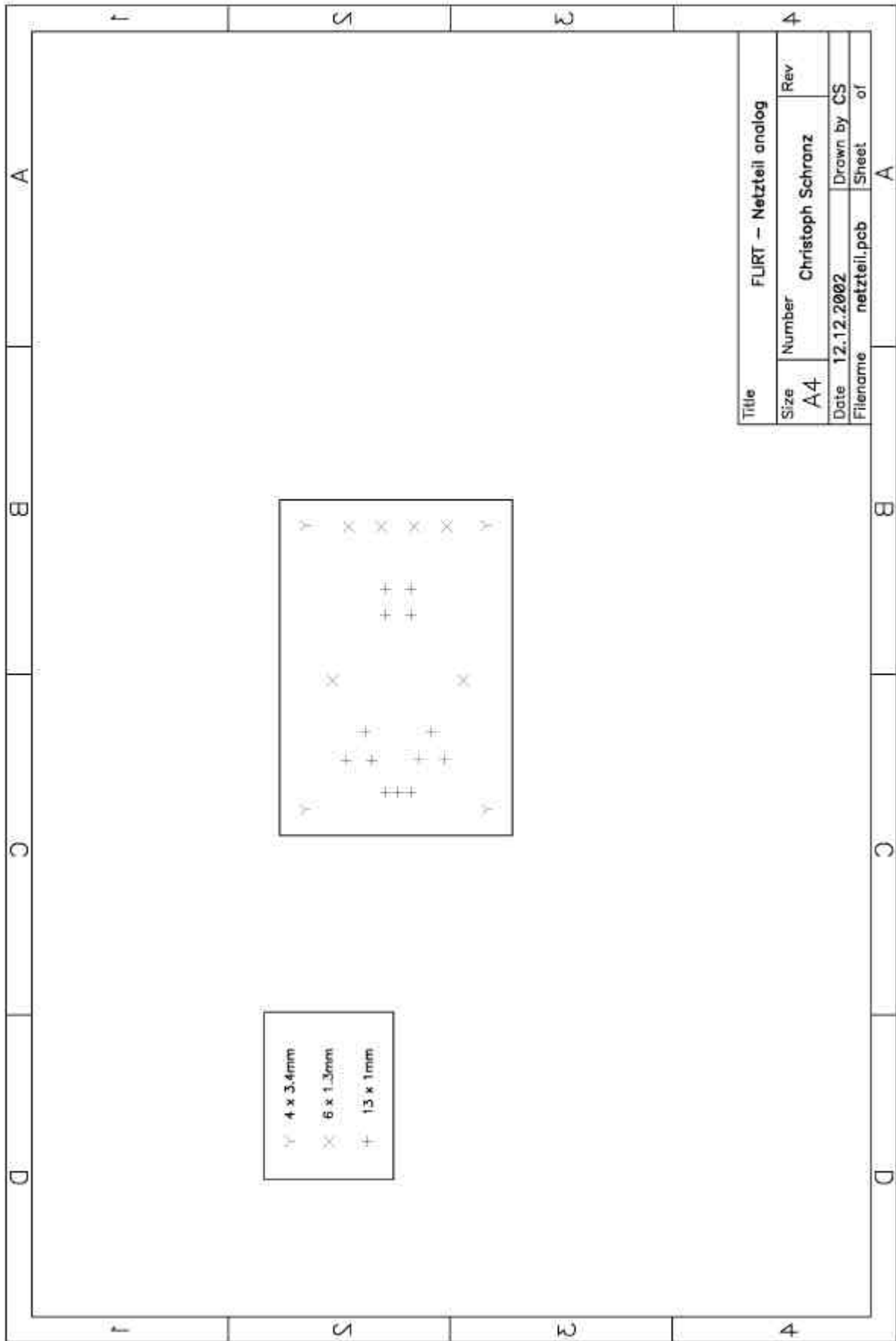
Gewählt: Geräteschutzsicherung 315mA träge

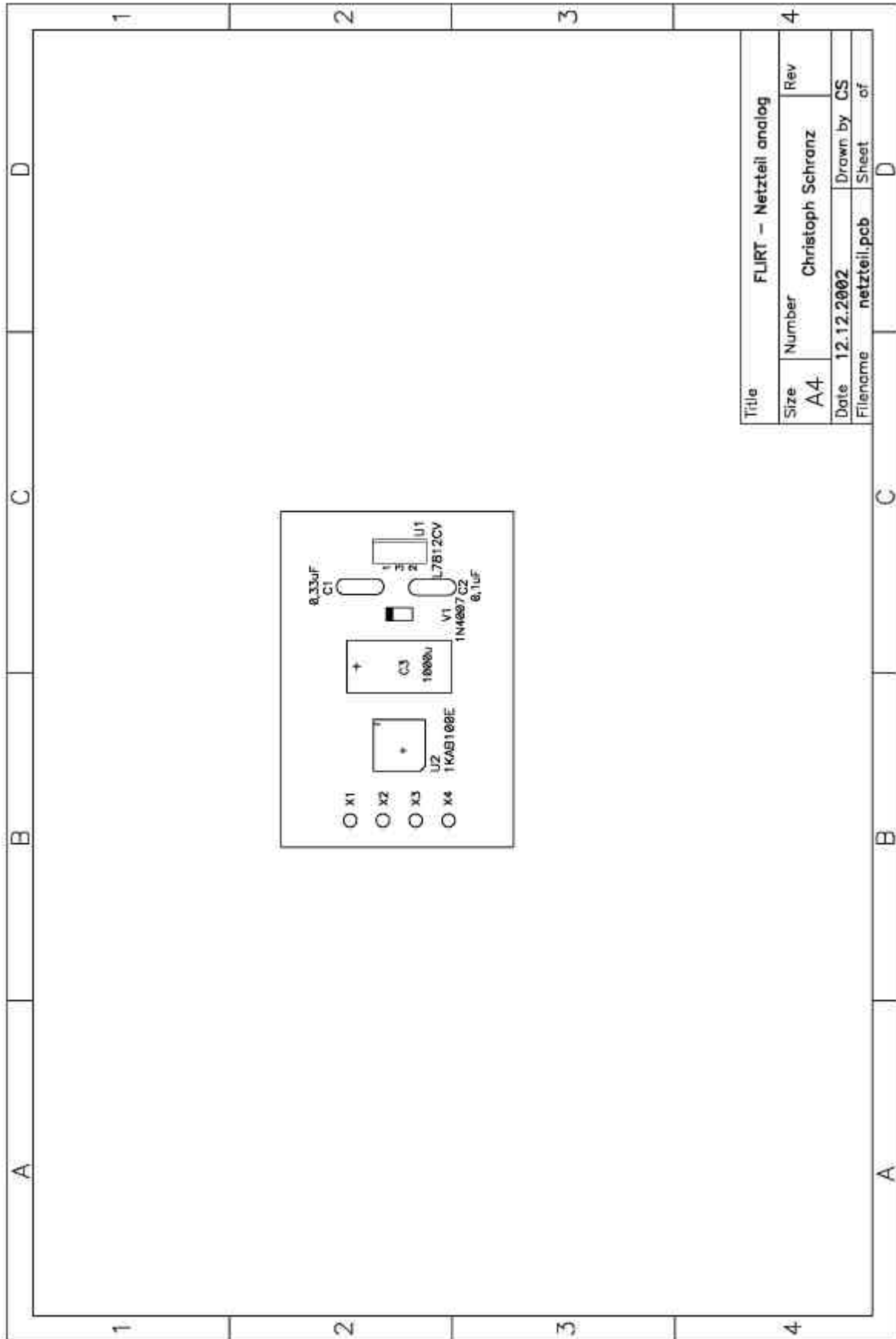
## 5.6 Fertigungsunterlagen



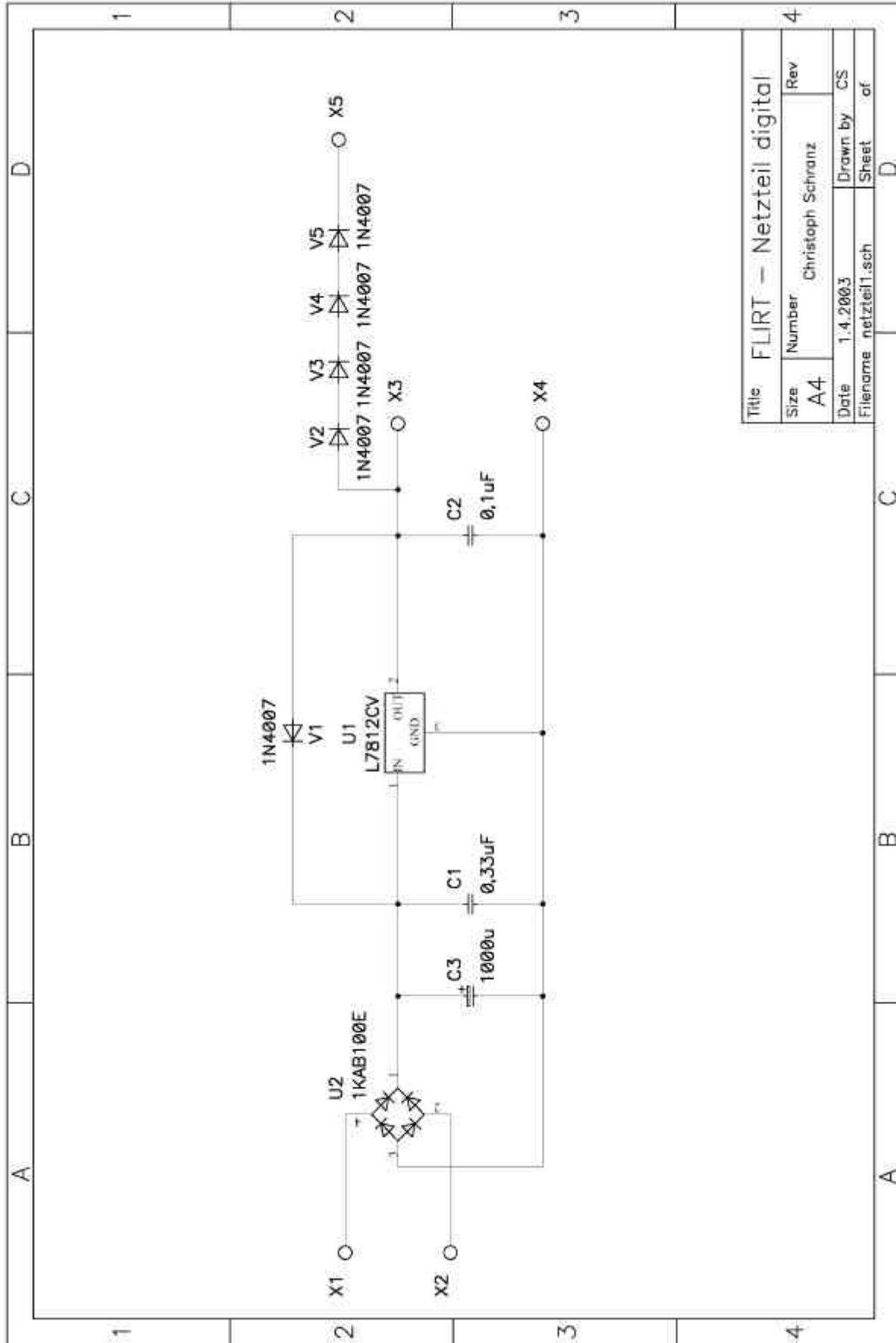


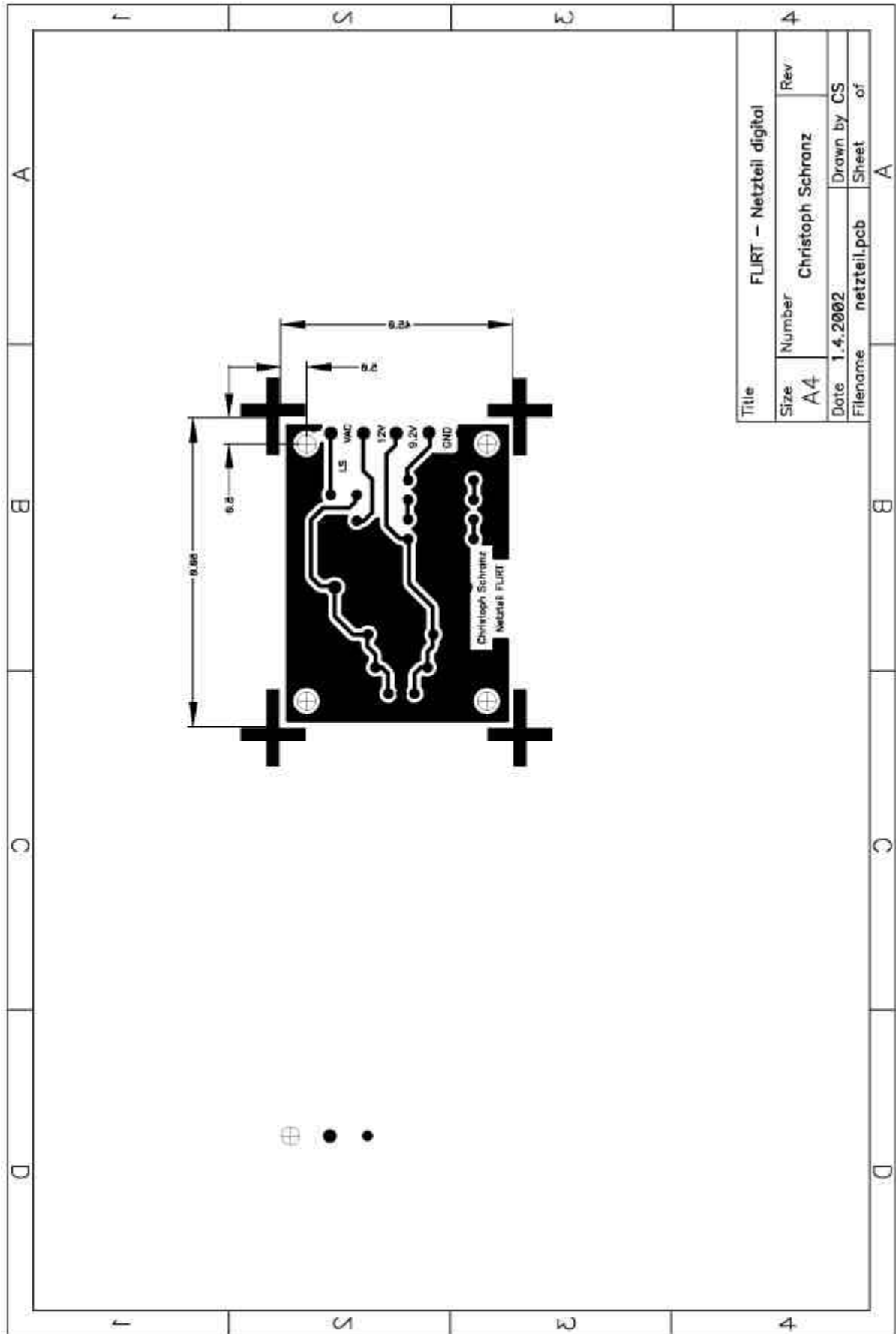


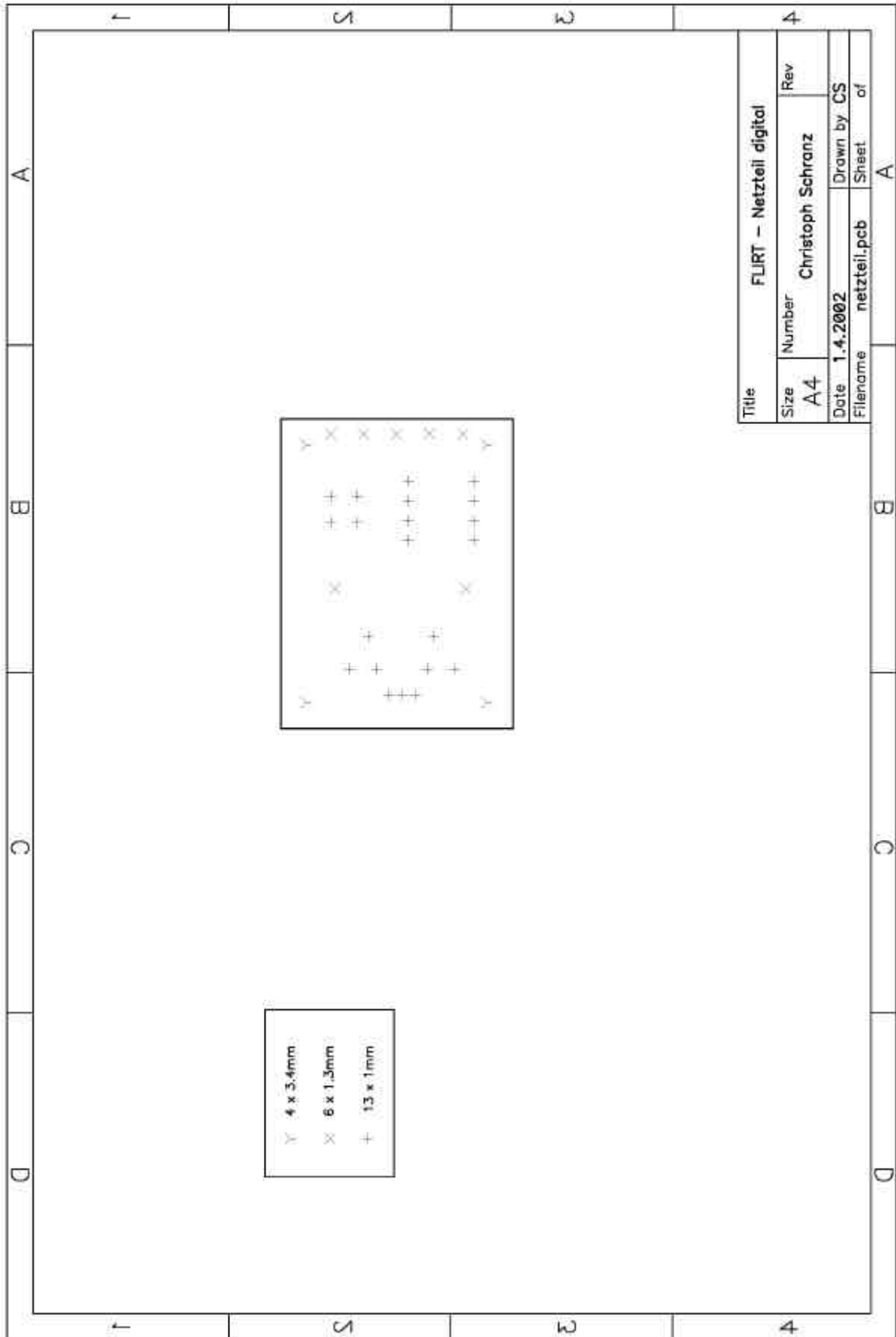


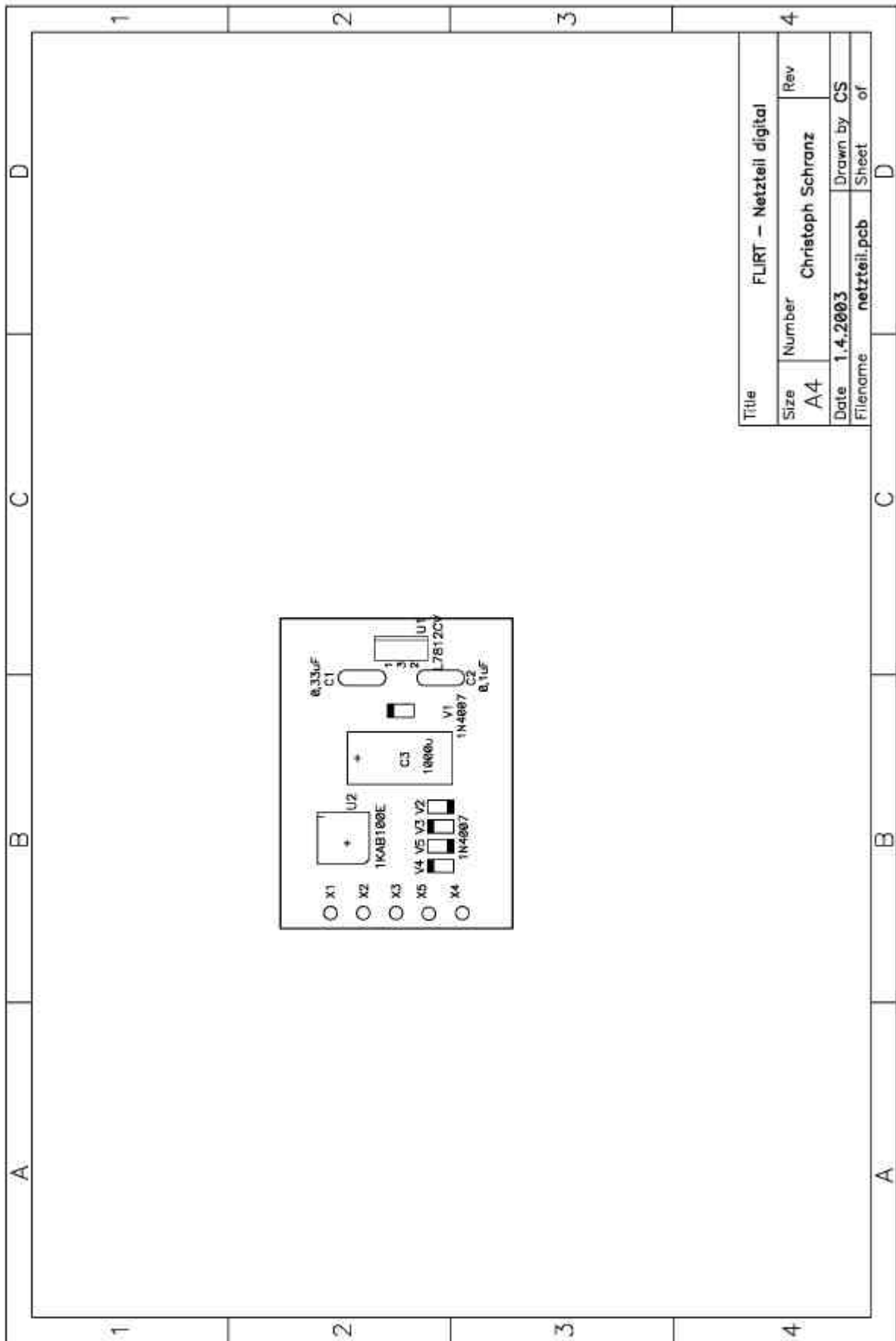


Title		FLIRT – Netzteilmittel analog	
Size	Number	Rev	
A4	Christoph Schranz		
Date	Drawn by		
12.12.2002	CS		
Filename	netzteil.pcb	Sheet	of
		D	









**Stückliste für das Netzteil der analogen Lösung:**

Nr.	Stückzahl	Bezeichnung	Beschreibung	Firma	Preis
1	1	U1	L7812CV Spannungsregler	Spörle	kostenloses Muster
2	1	U2	1KAB100E Brückengleichrichter	Spörle	kostenloses Muster
3	1	V1	1N4007 Diode	HTL - Rankweil	
8	1	C1	0,33 $\mu$ F Folienkondensator	HTL - Rankweil	
9	1	C2	0,1 $\mu$ F Folienkondensator	HTL - Rankweil	
10	1	C3	1000 $\mu$ F 50V ELKO	HTL - Rankweil	
11	4	X1	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
12	-	X2	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
13	-	X3	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
14	-	X4	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
16	1		Leiterplatte	HTL - Rankweil	
17	1		Kühlkörper für L7812CV	HTL - Rankweil	

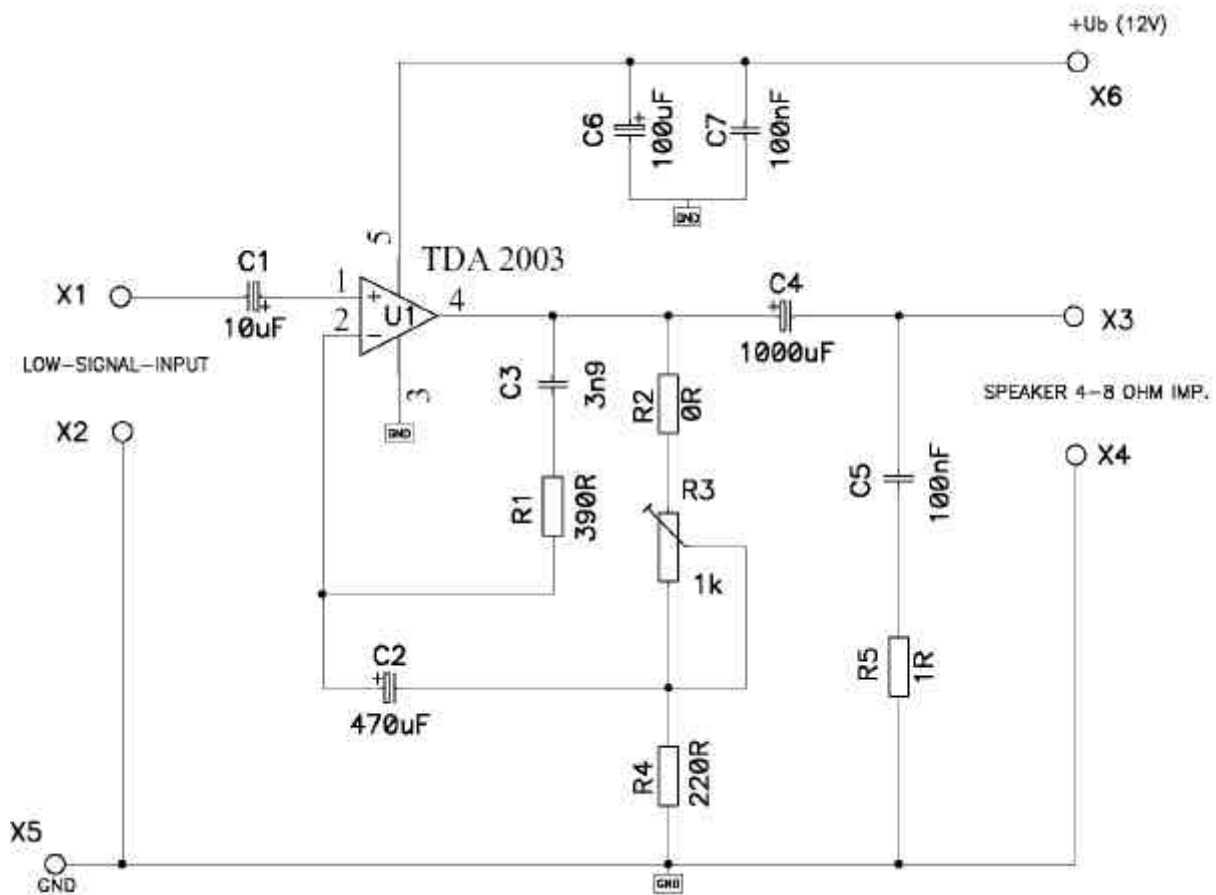
**Stückliste für das Netzteil der digitalen Lösung:**

Nr.	Stückzahl	Bezeichnung	Beschreibung	Firma	Preis
1	1	U1	L7812CV Spannungsregler	Spörle	kostenloses Muster
2	1	U2	1KAB100E Brückengleichrichter	Spörle	kostenloses Muster
3	5	V1	1N4007 Diode	HTL - Rankweil	
4	-	V2	1N4007 Diode	HTL - Rankweil	
5	-	V3	1N4007 Diode	HTL - Rankweil	
6	-	V4	1N4007 Diode	HTL - Rankweil	
7	-	V5	1N4007 Diode	HTL - Rankweil	
8	1	C1	0,33 $\mu$ F Folienkondensator	HTL - Rankweil	
9	1	C2	0,1 $\mu$ F Folienkondensator	HTL - Rankweil	
10	1	C3	1000 $\mu$ F 50V ELKO	HTL - Rankweil	
11	5	X1	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
12	-	X2	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
13	-	X3	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
14	-	X4	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
15	-	X5	Lötstützpunkt	HTL - Rankweil	
16	1		Leiterplatten	HTL - Rankweil	
17	1		Kühlkörper für L7812CV	HTL - Rankweil	

## 6. Der Verstärker

Da der Ausgang des Sharc – DSP - Boards weder genug Spannung, noch ausreichend Strom liefern kann, um eine zufriedenstellende Lautstärke bei unserem 8  $\Omega$  – Lautsprecher zu erzeugen, ist ein Audioverstärker nötig. Verwendet wird ein 8W Mono NF-Verstärker IC mit dem Namen TDA 2003. Die Beschaltung ist ähnlich der eines nicht invertierenden Verstärkers (OP-Schaltung) und ermöglicht eine Spannungsversorgung ohne negative Spannungen, d.h. GND und 12VDC.

### 6.1 Schaltung:

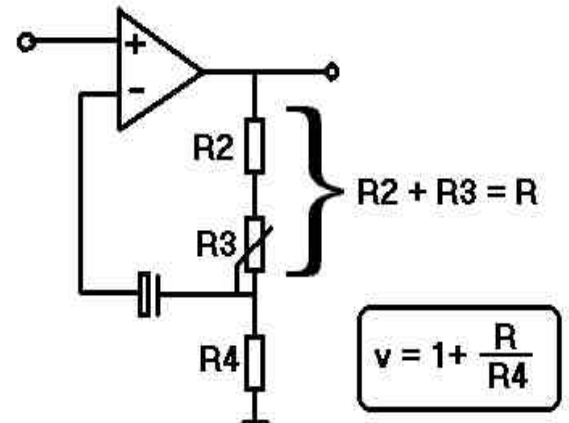




## 6.2 Berechnung der Verstärkung:

Diese ist analog der Berechnung für einen mit OP-Schaltung realisierten, nicht invertierenden Verstärker. Da der TDA 2003 max. 1 Vpp am Eingang verarbeiten kann und bei über 10 Vpp an der Last clipping auftritt, habe ich eine Verstärkung von 1 bis 12.4 gewählt, wohl wissend, dass die eingestellte Eingangsspannung nicht über 0.8Vss betragen wird.

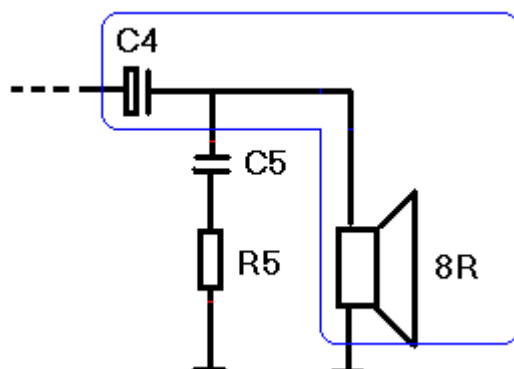
=> Ua = 0.2 ... 9.9 Vpp , gerade kein clipping möglich.



R2 = 0 Ohm, R3 = 2500 Ohm, R4 = 220 Ohm

## 6.3 Berechnung der Grenzfrequenzen am Ausgang:

Die Grenzfrequenz des Hochpasses am Eingang ist durch C1 und ri bestimmt und beträgt 0.11 Hz. Die untere Grenzfrequenz am Ausgang wird durch den Hochpass aus C4 und der Lautsprecherimpedanz gebildet und beträgt 20 Hz. Die obere Grenzfrequenz wird durch den Verstärker bestimmt. Da unser Signalspektrum von 200 Hz bis 3 kHz reicht, sehe ich keine Probleme durch diese Beschaltung des IC TDA2003.



$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$$f_u = 20 \text{ Hz}$$

## 6.4 Beschreibung der übrigen Bauteile:

- Entstör-, und Stützkondensator (C7 und C6)

Überlagert Spannungsspitzen werden durch den Entstörkondensator C7, dimensioniert mit 100 nF, herausgefiltert. Der Stützkondensator C6, der über deutlich mehr Kapazität verfügt (100 µF), gleicht Spannungseinbrüche der Betriebsspannung aus.

- Abblockkondensator (C1)

Dieser Kondensator lässt keine Gleichspannungsanteile zum Eingang des Verstärker – ICs. Er soll zusammen mit dem Eingangswiderstand vom TDA2003 ( 150 kΩ ) einen Hochpass mit niedriger Grenzfrequenz ( 0,1 Hz ) bilden, damit das Nutzsignal am Eingang nicht gedämpft wird.

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad \Rightarrow \quad C = 10 \cdot 10^{-6} \text{F}$$

- Abblockkondensator (C2)

Soll keine Gleichspannungsanteile zum Eingang des Verstärkers lassen.

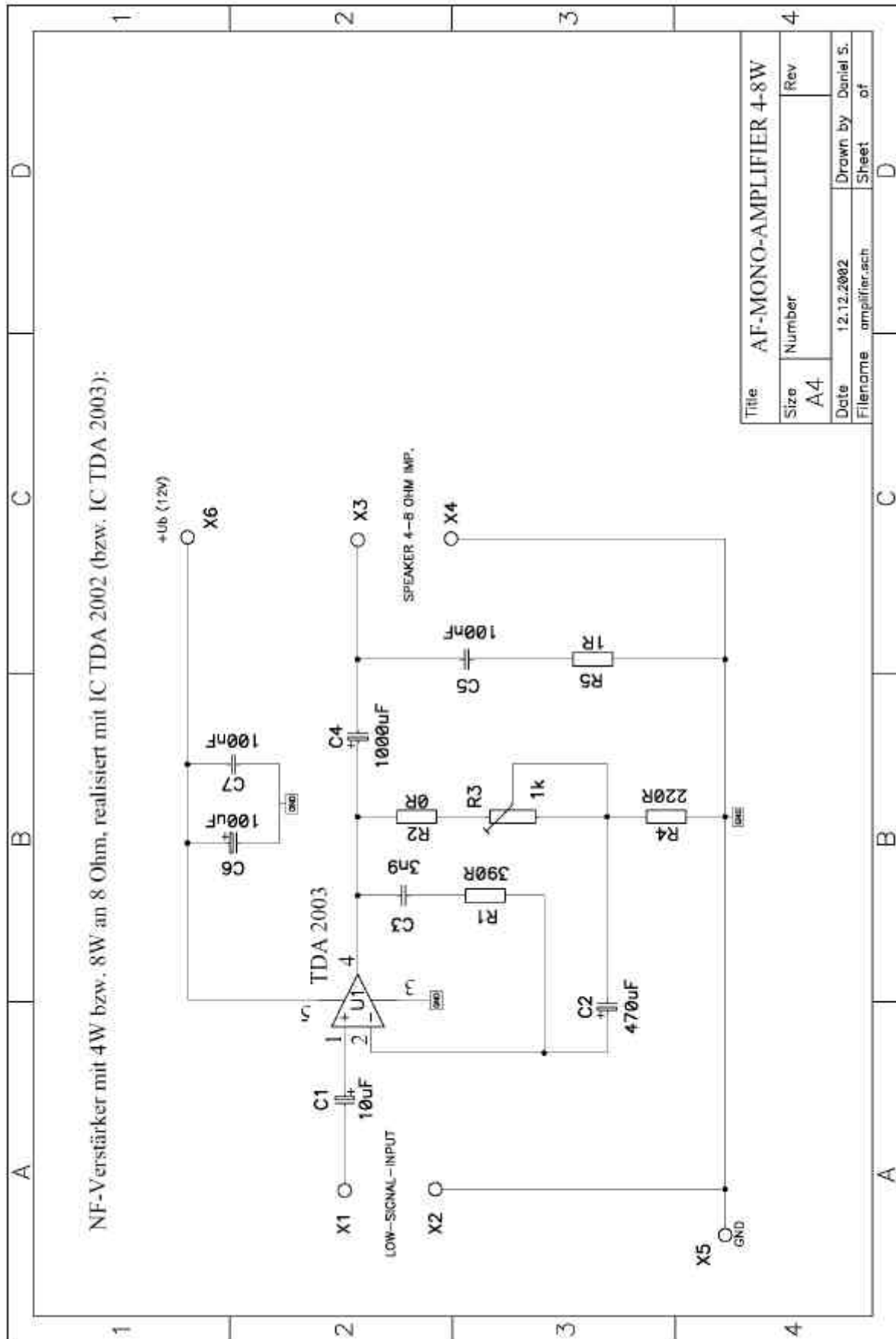
- Stabilisierungsglied (R1 und C3)

Dieses RC-Glied sorgt bei hohen Frequenzen ( C wird ein Kurzschluss) für eine Stabilisierung der Schaltung.

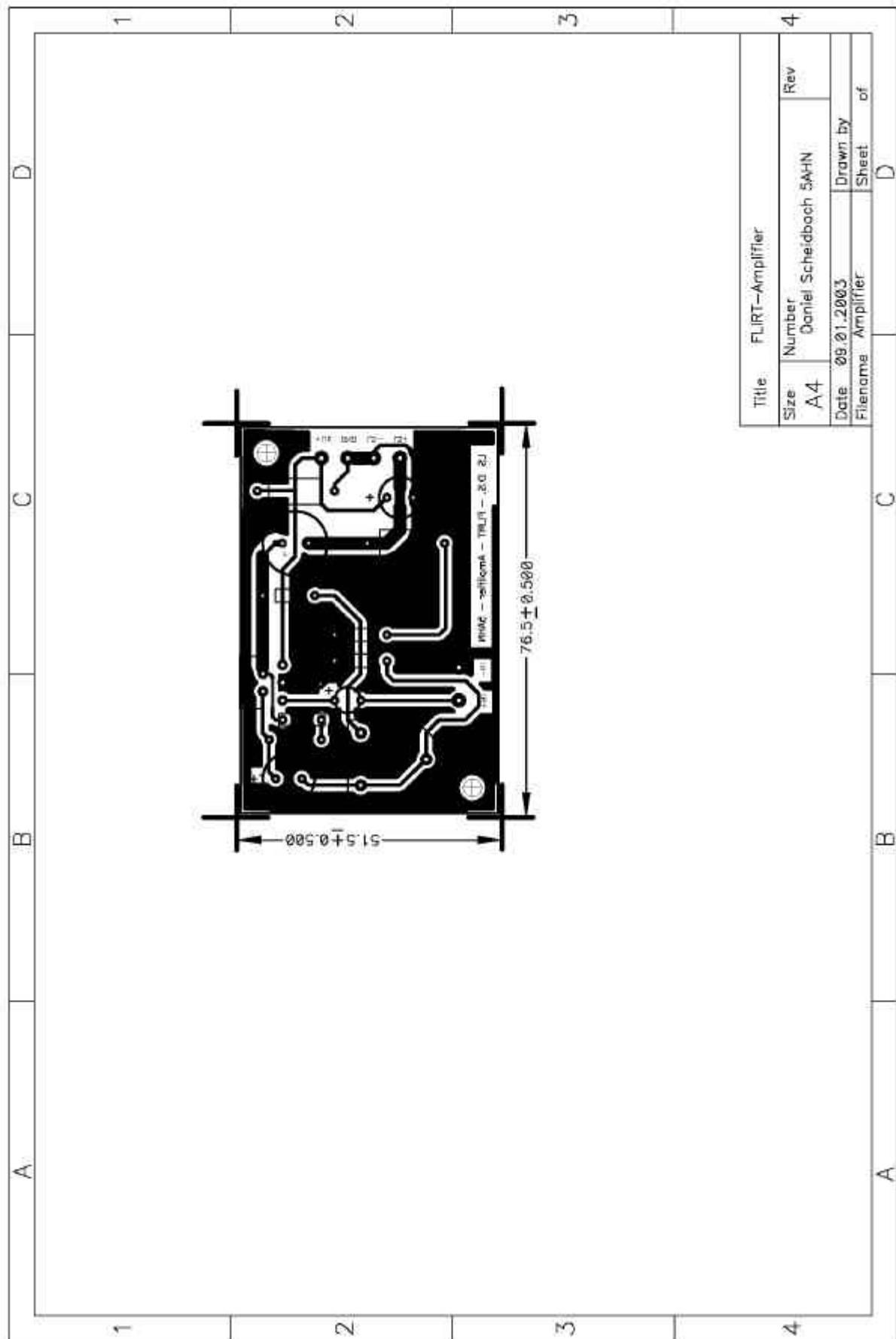
## 6.5 Fertigungsunterlagen:

Es folgen **Schaltplan**, **Layout**, **Bestückungsplan**, **Leiterplattenbohrplan**, **Druckstockzeichnung** und **Stückliste** des NF - Verstärkers, jeweils gezeichnet mittels **P-CAD 2001** von der Firma ACCEL.

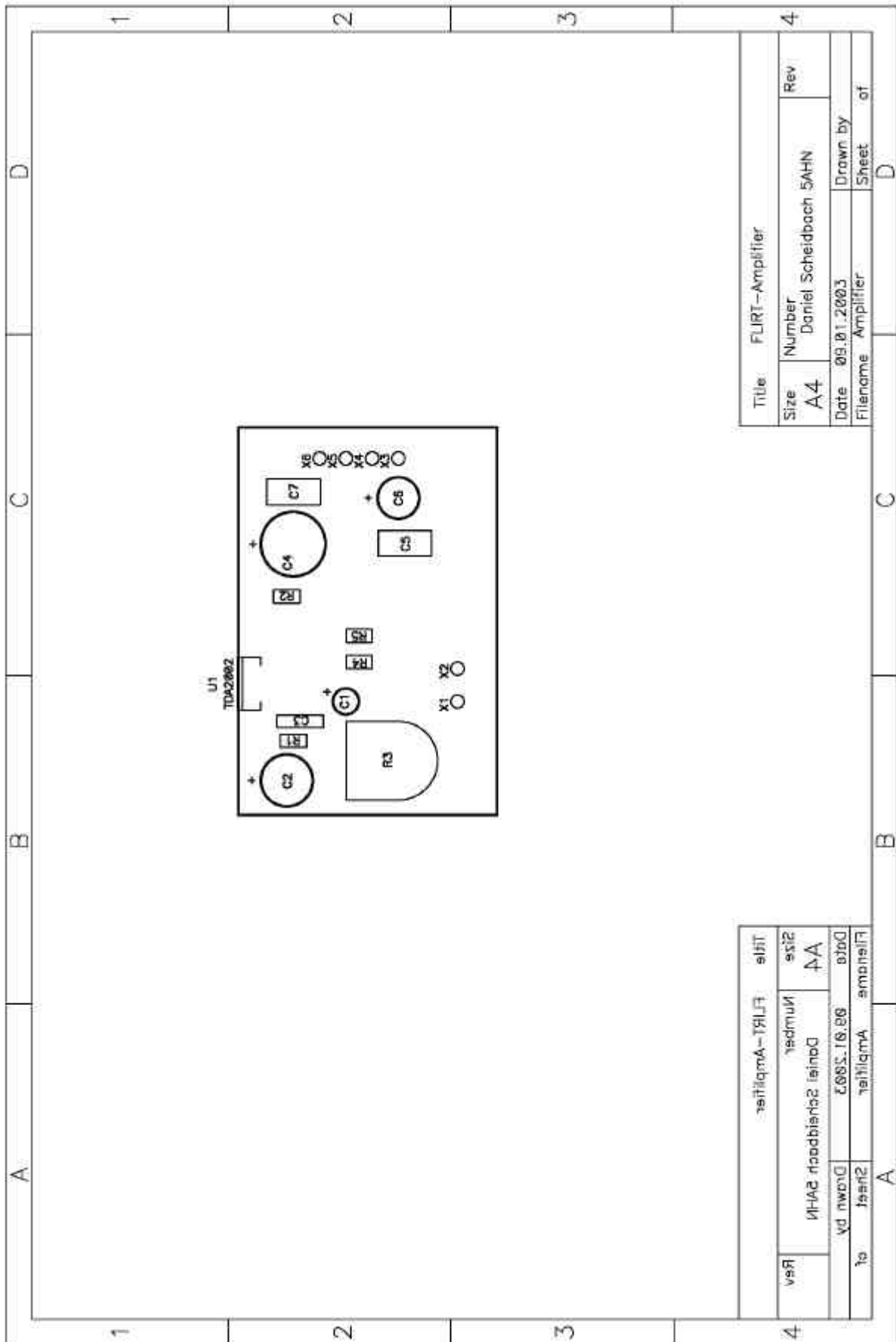
## Schaltplan:



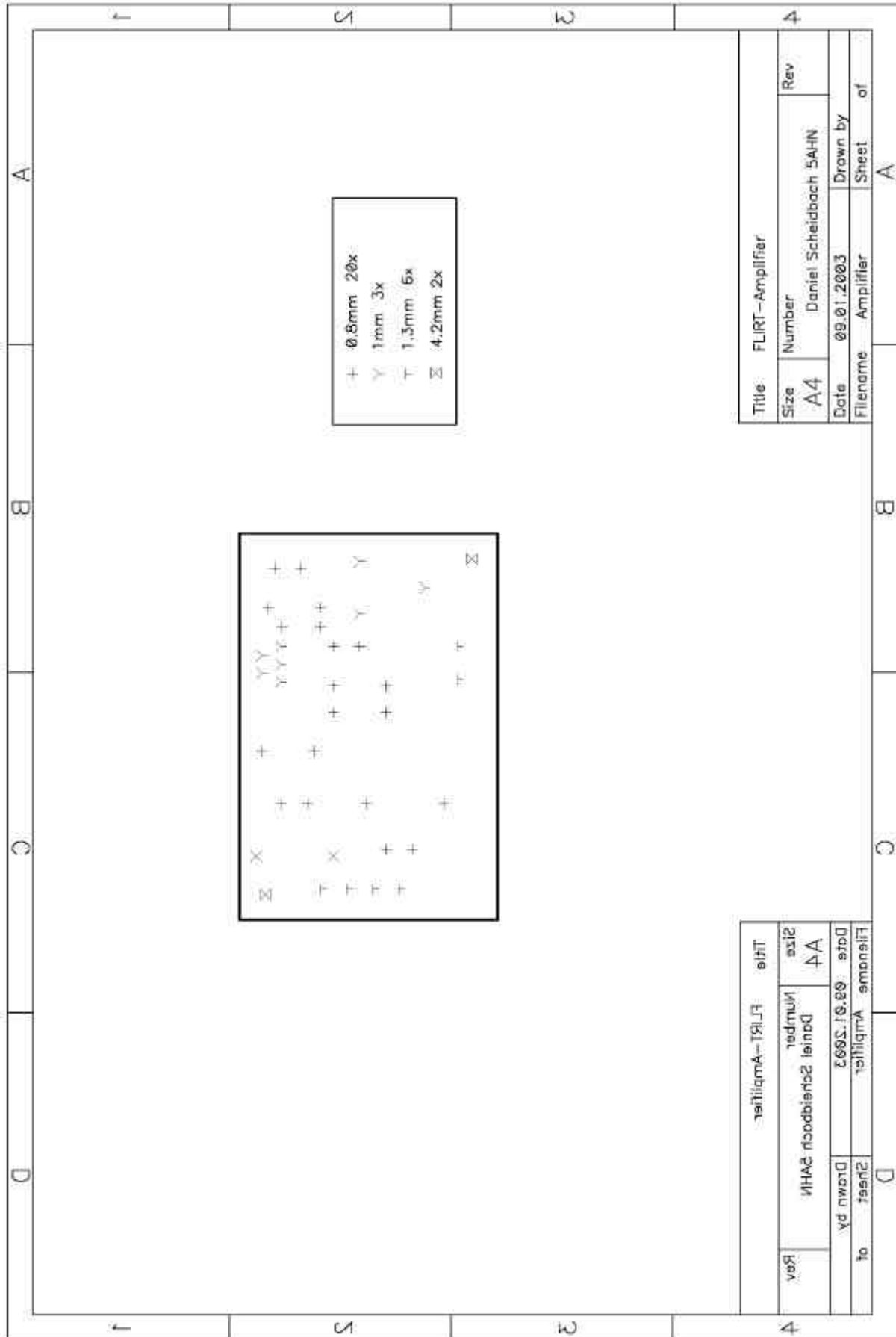
**Layout:**



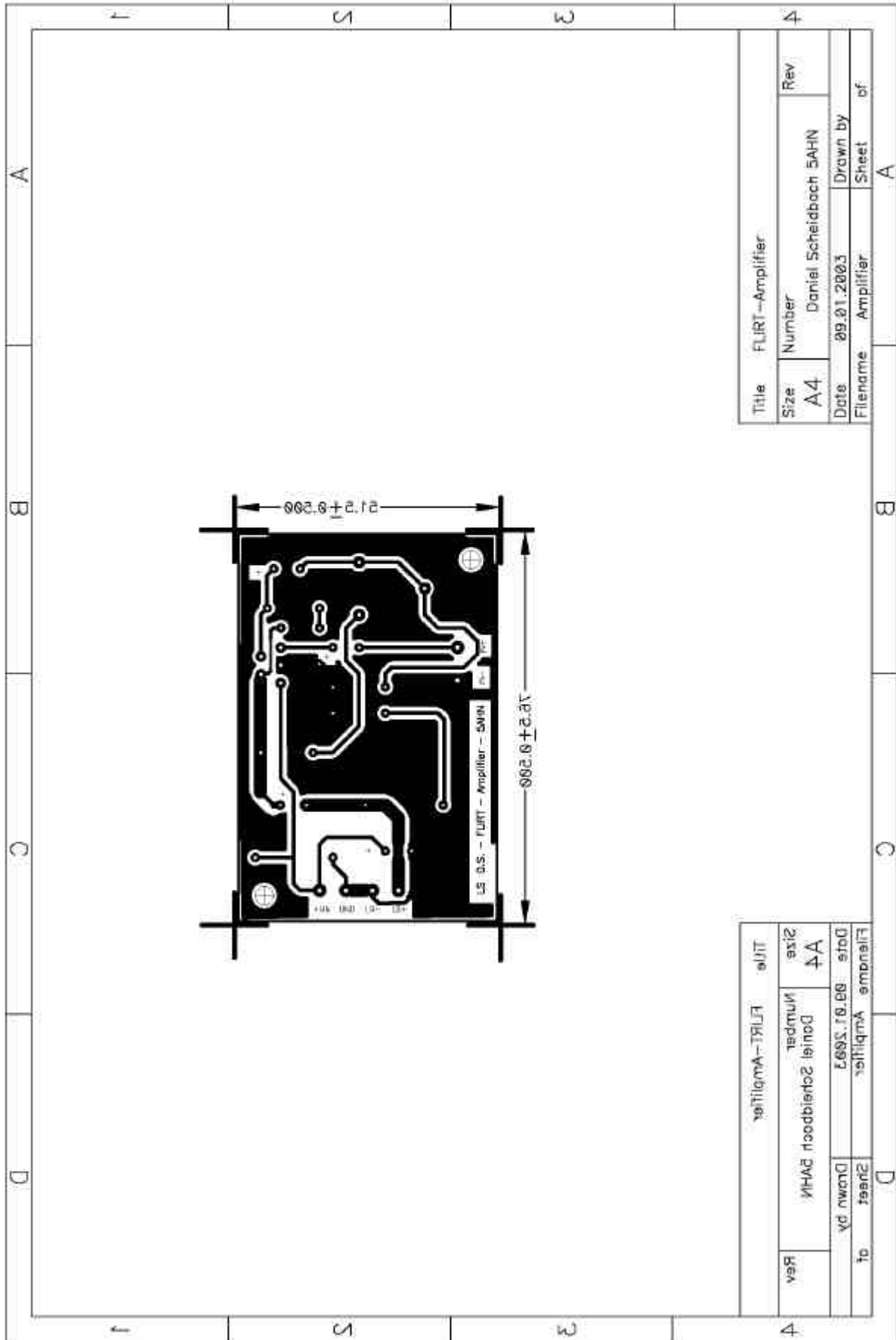
## Bestückungsplan:



## Bohrplan:



**Druckstockzeichnung:**

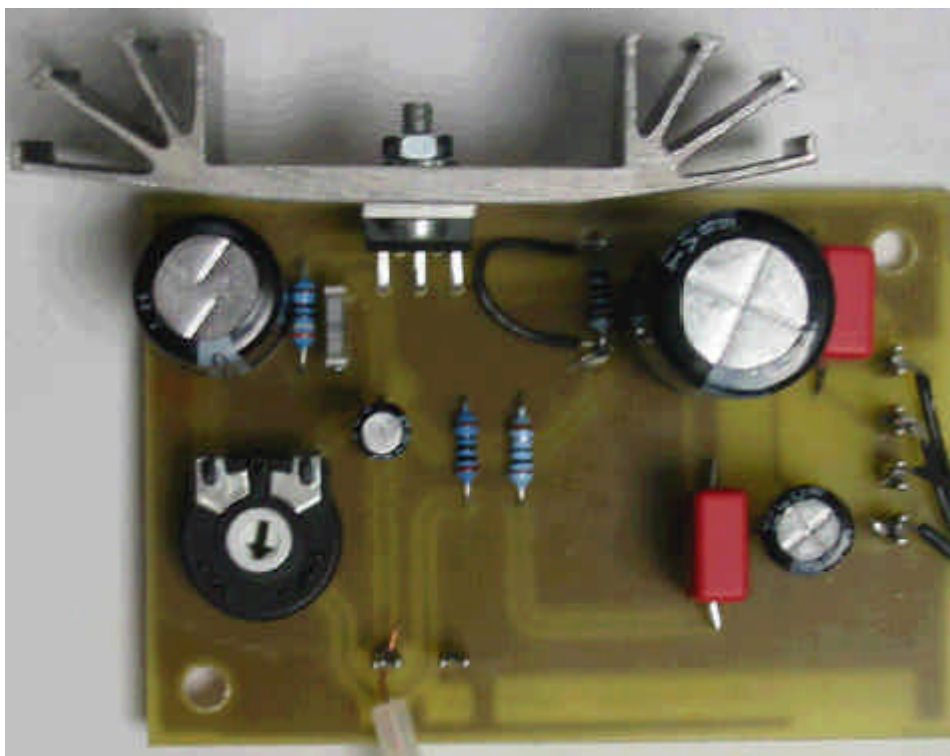


## Stückliste:

Bez.:	Stk.:	Beschreibung	Quelle:	Best. Nr.:	Preis:	Ges:
		<b>für Verstärker (D.S):</b>				
C1	1	Elko 10µF d5x11 RM2.5 35/40V	HTL			
C2	1	Elko 470µF d10x15 RM5 35/40V	HTL			
C3	1	MKT 3.9nF 2.3x8.2x9 BxHxL 400V RM7.5	Conrad	46 08 00-22	0,28	0,28
C4	1	Elko 1000µF d12.5x25 RM5 35/40V	HTL			
C5	2	MKS 100nF 5x10.5x10.3 BxHxL 400V RM15	Conrad	45 85 70-22	0,5	0,5
C6	1	Elko 100µF d8x11.5 RM3.5 35/40V	HTL			
C7	-	MKS 100nF 5x10.5x10.3 BxHxL 400V RM15	HTL			
R1	1	MSR 390R 0.1% Bauform 0207	Conrad	41 82 00-22	0,14	0,14
R2	1	MSR 1k 0.1% Bauform 0207	Conrad	41 82 50-22	0,14	0,14
R3	1	PT15 LV, liegend 1k 30% für Steckachse	Conrad	43 19 90-22	0,5	0,5
R4	1	MSR 220R 0.1% Bauform 0207	Conrad	43 13 38-22	0,14	0,14
R5	1	MSR 1R 0.1% Bauform 0207	Conrad	41 77 77-22	0,14	0,14
R3	1	PT15 LV, liegend 2.5k 30% für Steckachse	Conrad	43 13 46-22	0,5	0,5
U1	1	IC TDA 2002 Monoverst. 4W/4R	Conrad	17 97 01-22	1,72	1,72
U1	1	IC TDA 2003 Monoverst. 4W/4R	Conrad	18 24 94-22	1,72	1,72
LS	1	Einb.LS 20/30W 4/8R 0.1-13kHz 100x100x40	Conrad	33 23 56-22	8,65	8,65
				<b>EURO</b>	<b>total:</b>	<b>14,43</b>

Preise in EURO!

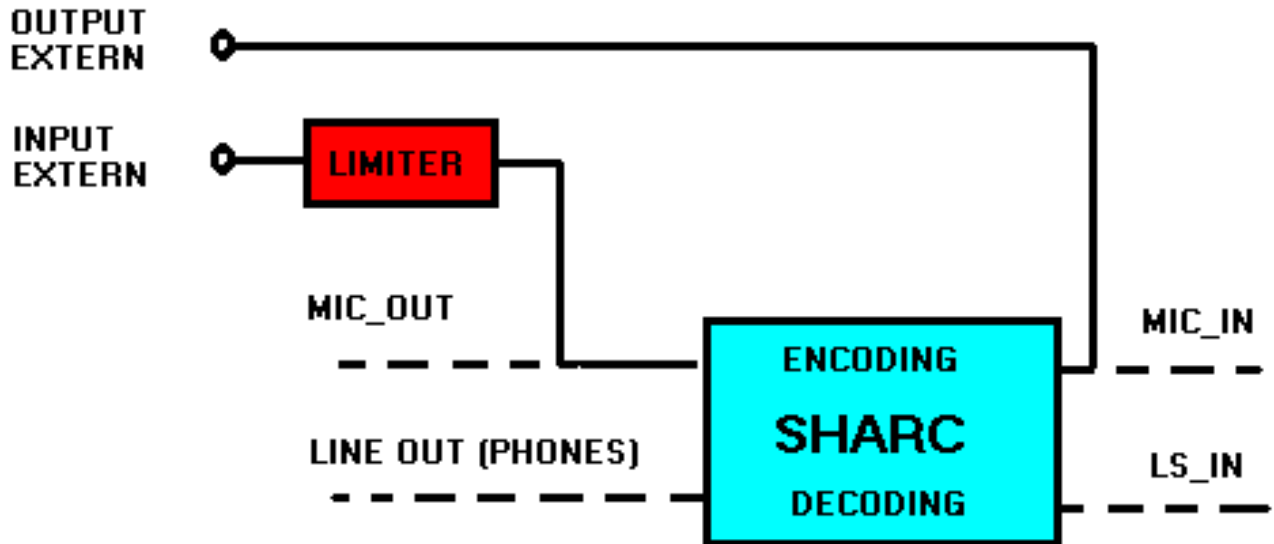
## Das Endprodukt:





## 7. Der Limiter

### 7.1 Blockschaltbild:

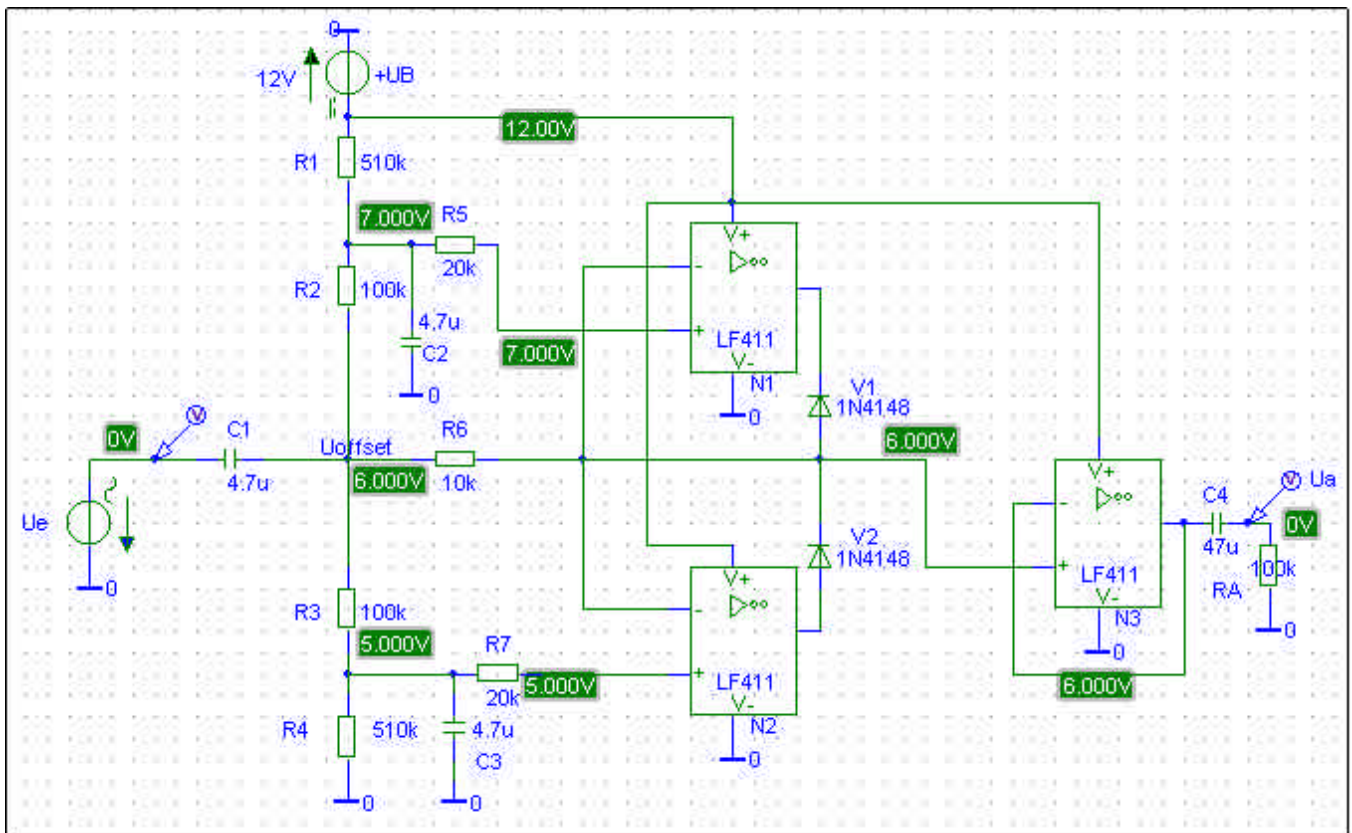


### 7.2 Funktion:

Ich wollte mit unserem Gerät auch aufgenommene Sprachsignale codieren/decodieren können. Die Idee bestand darin, Cinchbuchsen an das Gehäuse anzubringen, um von außen Zugang zum SHARC DSP-BOARD zu erhalten. Um an unserem Gerät extern ein Audiosignal einspeisen und codieren lassen zu können, muss der dazu benötigte externe Eingang auf Linepegel (1Vss max.) begrenzt werden. Hierzu habe ich eine Limiter - Schaltung entworfen (in Böhmer\* enthaltene Schaltung modifiziert), die mit positiver Betriebsspannung arbeitet und auf 1Vss begrenzen soll. Der externe Ausgang ist direkt mit dem SHARC - Ausgang verbunden. Da bei unbetätigter PTT-Taste am Mikrofonausgang kein Signal anliegt, ist eine Umschaltung zwischen „Normalzustand“ und externer Einspeisung nicht nötig.

\*) Siehe Quellenverzeichnis

## 7.3 Schaltungsbeschreibung:



C1 und C4 sind Abblockkondensatoren, die einen Leerlauf für Gleichspannung darstellen. Mit dem Spannungsteiler aus R1,R2,R3, und R4 lässt sich eine Betriebsspannung von +12VDC in folgende Teilspannungen aufteilen:

$U_{\text{offset}} = 6 \text{ VDC}$ ,  $U_{\text{LIMIT}_O} = 7 \text{ VDC}$  (,+’ Input von N1),  $U_{\text{LIMIT}_U} = 5 \text{ VDC}$  (,+’ Input von N2)

$U_{\text{LIMIT}_O}$ , sowie  $U_{\text{LIMIT}_U}$  stellen die obere, bzw. die untere Spannungsgrenze dar. Es wird am Eingang der OPs eine Gleichspannung benötigt, damit auch negative Signale übertragen werden können. N3 ist ein einfacher Spannungsfolger zur Entkopplung.

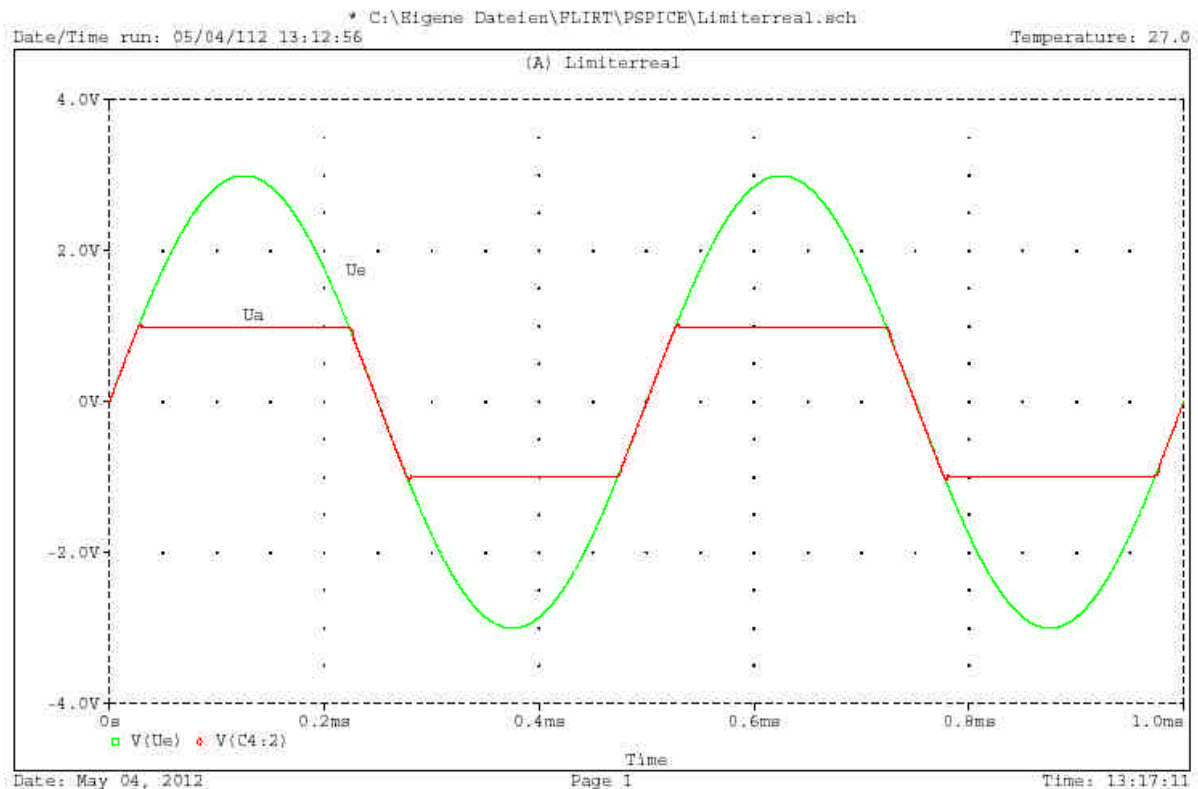
### Obere Grenze:

Ist nun die Eingangsspannung (Spannung auf ,-' Eingang von OP N1) größer als die obere Spannungsgrenze ( Spannung auf ,+' Eingang von OP N1), so springt der Ausgang des OPs auf GND - Potential. Die Diode V1 wird leitend und schließt den Rückkoppelzweig zum OP. Nun regelt der OP die Eingangsspannung auf  $U_{\text{LIMIT}_O}$ , bis V1 wieder sperrt.

Untere Grenze:

Ist nun die Eingangsspannung (Spannung auf '-' Eingang von OP N2) kleiner als die untere Spannungsgrenze ( Spannung auf '+' Eingang von OP N2), so springt der Ausgang des OPs auf +Ub-Potential. Die Diode V2 wird leitend und schließt den Rückkoppelzweig zum OP. Nun regelt der OP die Eingangsspannung auf  $U_{LIMIT\_U}$ , bis V2 wieder sperrt.

## 7.4 Simulation im PSPICE:

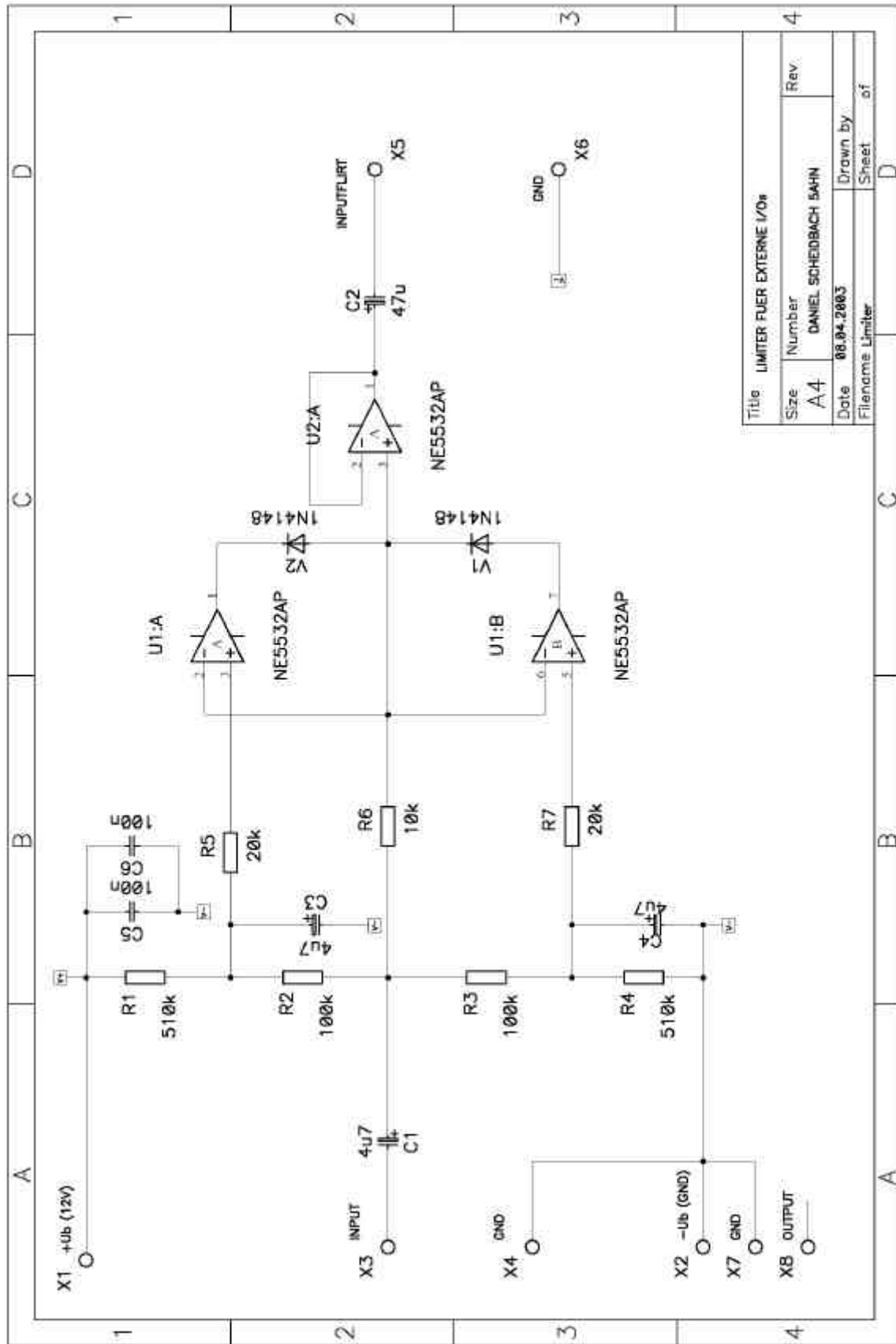


Laut Simulation funktioniert die Schaltung einwandfrei. Spannungsbeträge, die über den Grenzen liegen, kommen nicht an den Ausgang der Schaltung. Innerhalb der Grenzen folgt die Ausgangsspannung  $U_a$  der Eingangsspannung  $U_e$ .

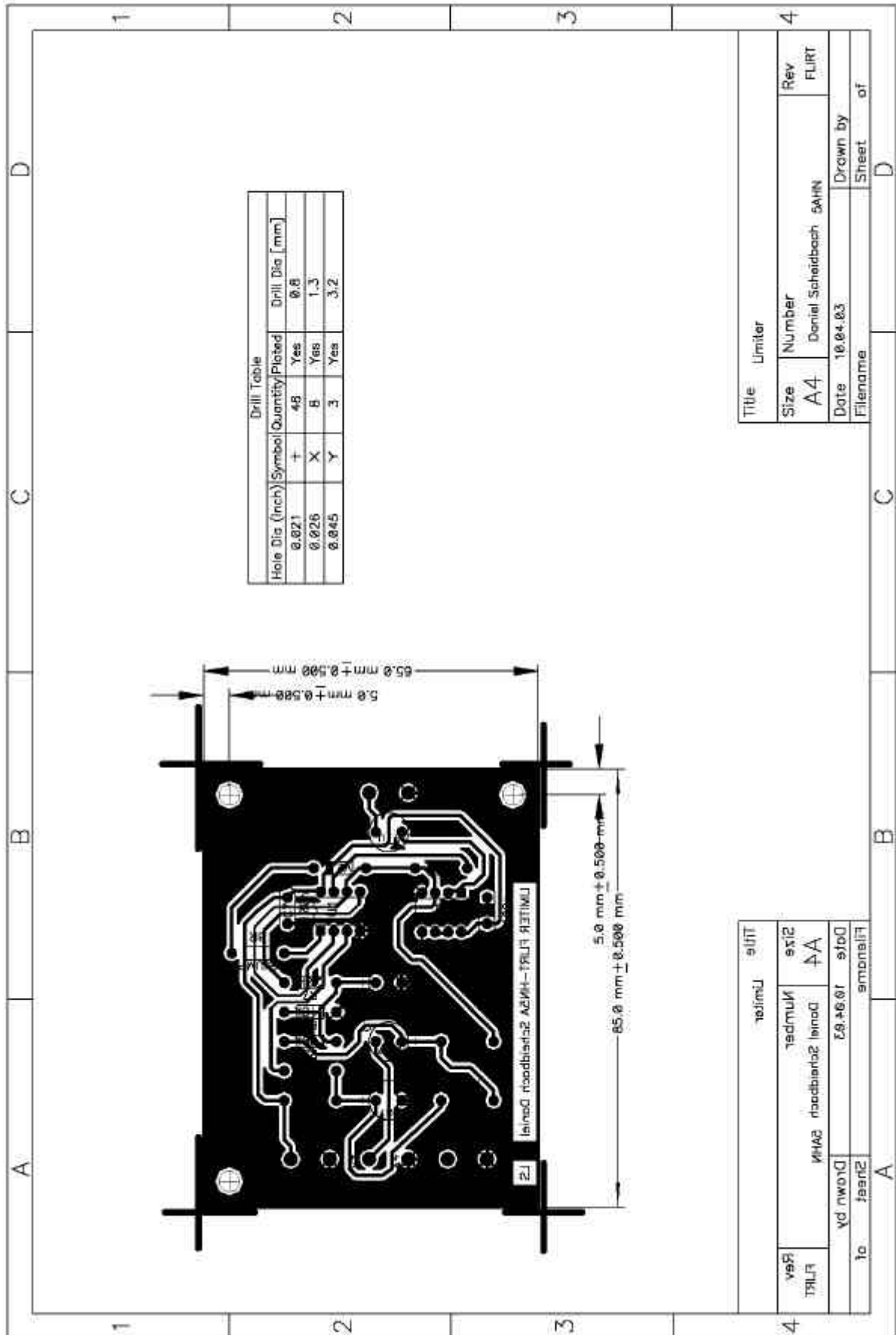
## 7.5 Fertigungsunterlagen:

Es folgen **Schaltplan**, **Layout**, **Bestückungsplan**, **Leiterplattenbohrplan**, **Druckstockzeichnung** und **Stückliste** des NF - Verstärkers, jeweils gezeichnet mittels **P-CAD 2001** von der Firma ACCEL.

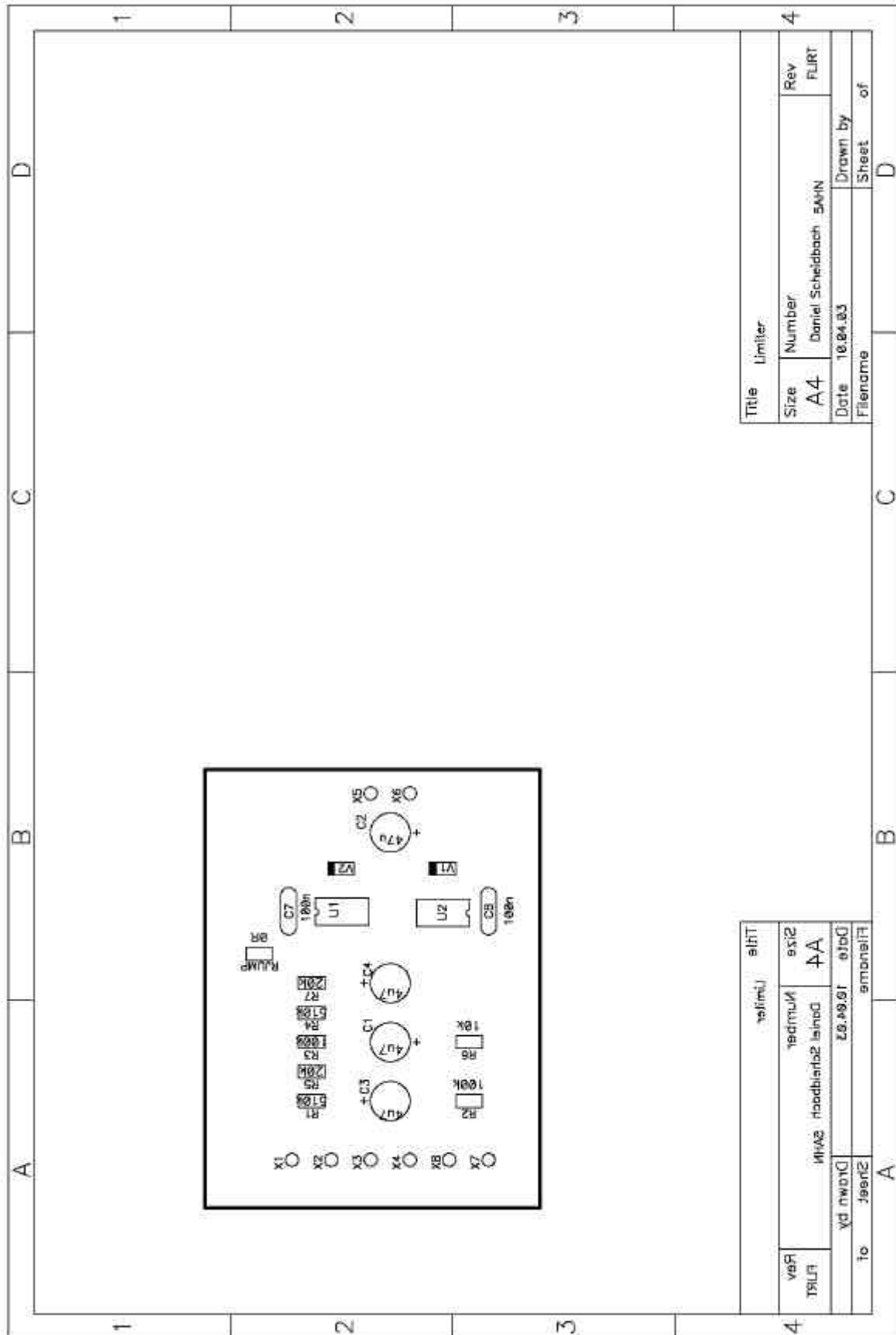
## Schaltplan:



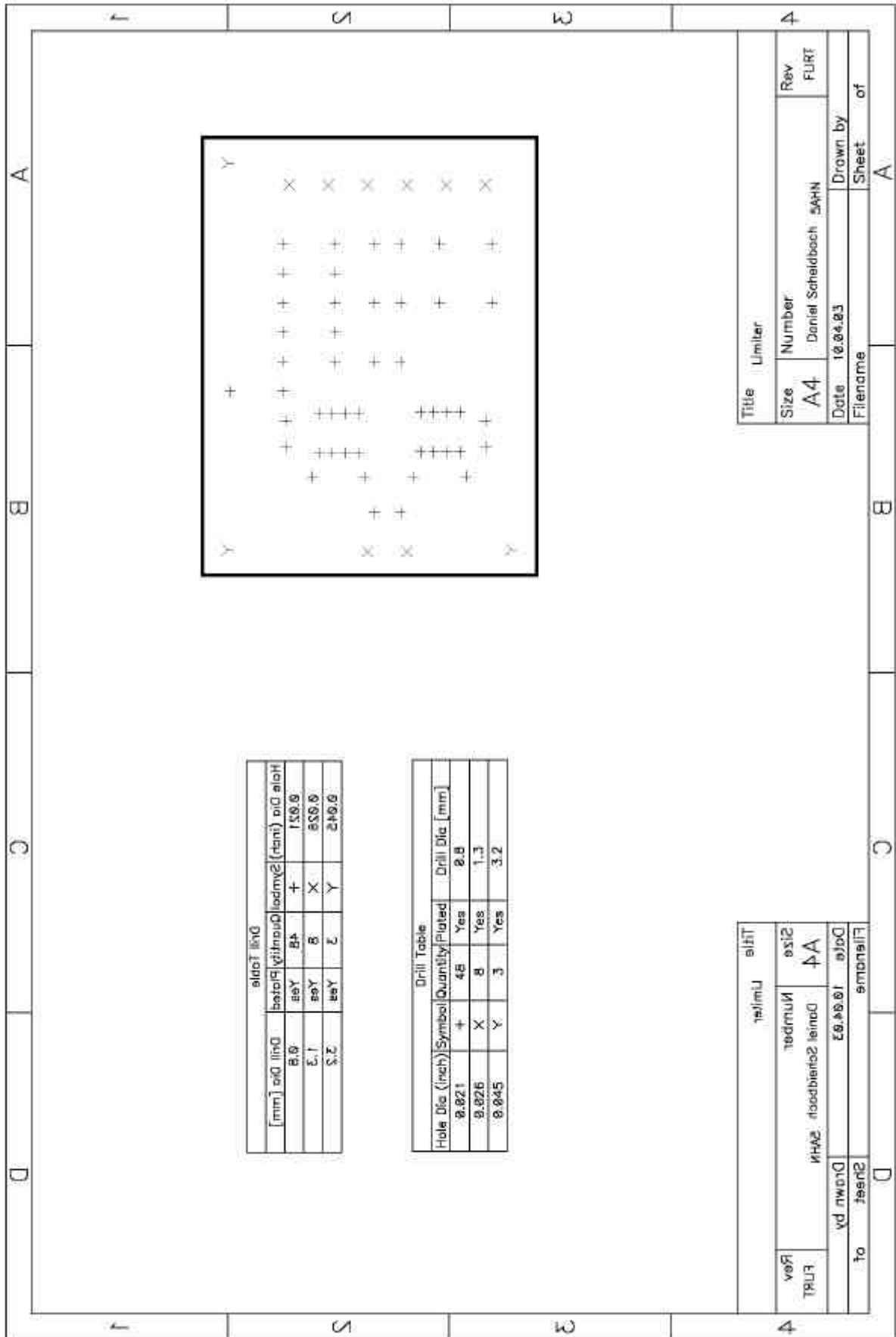
**Layout:**



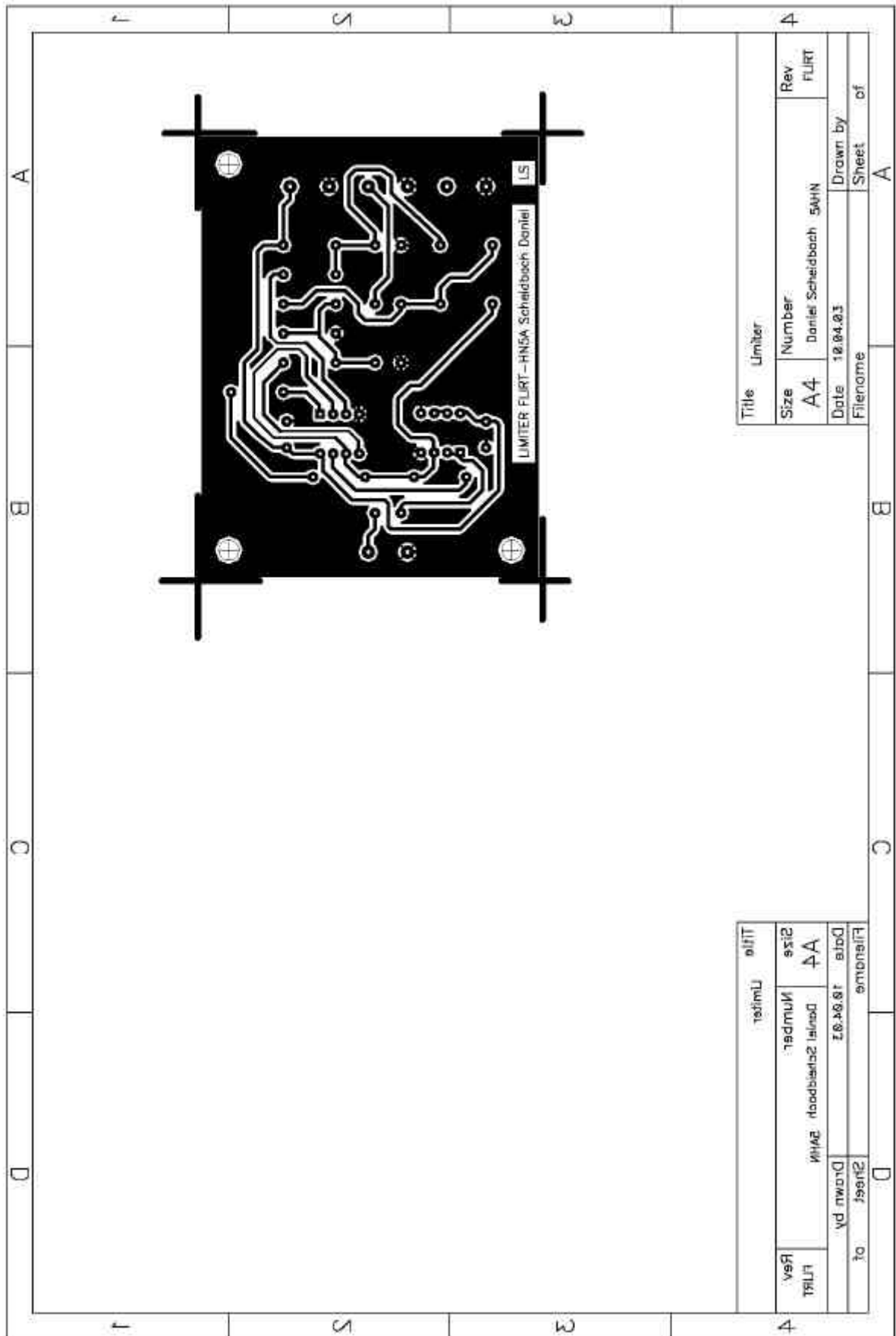
## Bestückungsplan:



**Bohrplan:**



**Druckstockzeichnung:**

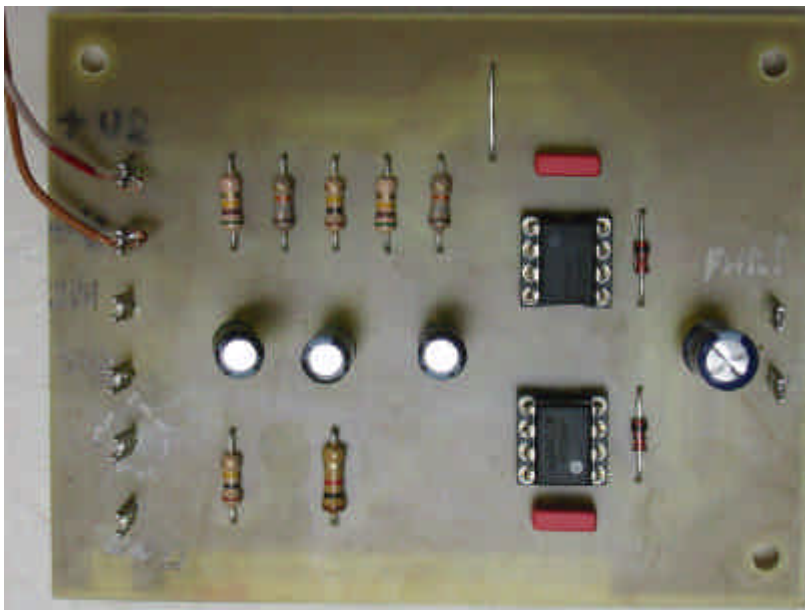




## Stückliste:

Bez.:	Stk.:	Beschreibung	Quelle:	Best. Nr.:	Preis:	Ges:
		<b>für Limiter:</b>				
R1	2	MSR 500k 1% Bauform 0207	HTL			
R2	2	MSR 100k 1% Bauform 0207	HTL			
R3	-	MSR 100k 1% Bauform 0207	HTL			
R4	-	MSR 500k 1% Bauform 0207	HTL			
R5	2	MSR 20k 1% Bauform 0207	HTL			
R6	1	MSR 10k 1% Bauform 0207	HTL			
R7	-	MSR 20k 1% Bauform 0207	HTL			
R8	1	0 Ohm Widerstand Bauform 0207	HTL			
U1	2	IC NE55532AP dual OP rauscharm DIP8	HTL			
U2	-	IC NE55532AP dual OP rauscharm DIP8	HTL			
V1	2	Diode 1N4148	HTL			
V2	-	Diode 1N4148	HTL			
C1	3	ELKO 4.7µF d5x11 RM5 35/40V	Conrad	472476-22	0.21	0.63
C2	1	ELKO 47µF d5x11 RM5 35/40V	Conrad	472506-22	0.21	0.21
C3	-	ELKO 4.7µF d5x11 RM5 35/40V				
C4	-	ELKO 4.7µF d5x11 RM5 35/40V				
C5	2	MKS 100nF 5x10.5x10.3 BxHxL 400V RM15	HTL			
C6	-	MKS 100nF 5x10.5x10.3 BxHxL 400V RM15	HTL			
X1-X8	8	Lötstützpunkte	HTL			
		<b>Preise in EURO!</b>				

## Das Endprodukt:



## 8. Das Gehäuse

### 8.1 Allgemein:

Wir wollten für die Schaltungen beider Teilgruppen ein einheitliches Gehäuse haben. Ich habe es mir zur Aufgabe gemacht, ein solches zu entwickeln. Als Vorlage diente dazu das HTL-Standardgehäuse, da aber viele Modifikationen nötig waren, musste ich das gesamte Gehäuse selbstständig planen und zeichnen. Das Gehäuse besteht aus Frontteil, Rückseite, Unterseite, Deckel und 2 identischen Seitenteilen. Die Pläne habe ich mit AUTOCAD 2000 gezeichnet .

### 8.2 Anordnung der Bauteile (von links nach rechts gereiht)

#### Frontseite:

◆ 1 EIN/AUS-Schalter

Zur Linken sitzt der beleuchtete Netzspannungsschalter .

◆ 4 Cinchbuchsen

Diese Buchsen dienen als externer Ein- und Ausgang für Sprachsignale. Für genauere Beschreibung siehe Limiter.



◆ Mikrofon-Buchse

Diese 6-polige Mikrofon-Einbaubuchse ist, wie der Name schon sagt, für die Steckverbindung vom Mikrofon zu unserem Gerät zuständig.

Pinbelegung:

- 1 ... MIC
- 2 ... LS
- 3 ... PTT-Signal
- 4 ... UP/DOWN-Signal
- 5 ... GND
- 6 ... +UB



## Rückseite:

### ◆ 1 Kaltgerätestecker

Dieser Snap-In-Kaltgeräte-Einbaustecker verfügt über einen einschnappbaren Sicherungshalter für 5x20mm Glasrohrsicherungen. Hier wird das Gehäuse mit Netzspannung versorgt. Verwendete Sicherung: 200mA, Flink

Dimensionierung:

$$U_{\text{sec}} = 15\text{V}$$

$$P_{\text{max}} = U_{\text{sec}} \times I_{\text{secmax}} = 24 \text{ VA}$$

$$I_{\text{secmax}} = 1.6 \text{ A}$$

$$I_{\text{primmax}} = \frac{P_{\text{max}}}{U_{\text{prim}}} = 100\text{mA}$$

$$U_{\text{prim}} = 230\text{V}$$

$$\text{Sicherungswert} = 2 \times \text{Maximalstrom} = 200\text{mA}$$



### ◆ 1 Sicherungshalter

Dies ist der Einbau-Sicherungshalter für die 5x20mm Glasrohrsicherung auf der Sekundärseite. Verwendete Sicherung: 2A, Träge



### ◆ 2 Bananenbuchsen

Diese Buchsen dienen zur externen Spannungsversorgung mit 12VDC. Sie sind direkt mit dem Sekundärstromkreis verbunden und können alternativ zur Netzversorgung verwendet werden.



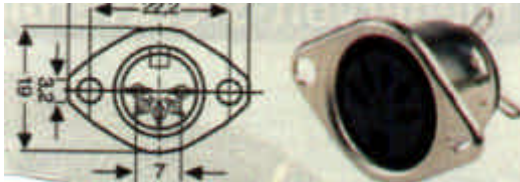
### ◆ 1 SUB – D – Buchse

Die 9-polige SUB – D – Stiftleiste und die dazugehörige Buchsenleiste dienen zum Anschluss des SHARC DSP-BOARDS an einen PC über RS232-Schnittstelle. Die Buchsenleiste an der Gehäuserückseite ist gehäuseintern über ein 10-poliges Flachbandkabel (Schneid-Klemmtechnik) mit der Stiftleiste am SHARC verbunden.



◆ 1 Einbaubuchse Mab 6

Die abgeschirmte, 6-polige DIN-Buchse wird als Schnittstelle zum Funkgerät (MIC\_IN) verwendet. Die Pinbelegung lautet wie folgt:



- 1 ... MIC
- 2 ... LS
- 3 ... PTT-Signal
- 4 ... UP/DOWN-Signal
- 5 ... GND
- 6 ... +UB

Das dazugehörige Anschlusskabel besitzt einzeln geschirmte Adern, damit das Übersprechen zwischen den Signalleitungen so gering wie möglich bleibt. (spezielles Mikrofonkabel)

Verwendete Stecker und deren Belegung:

*MIC - Stecker*



*DIN - Stecker*



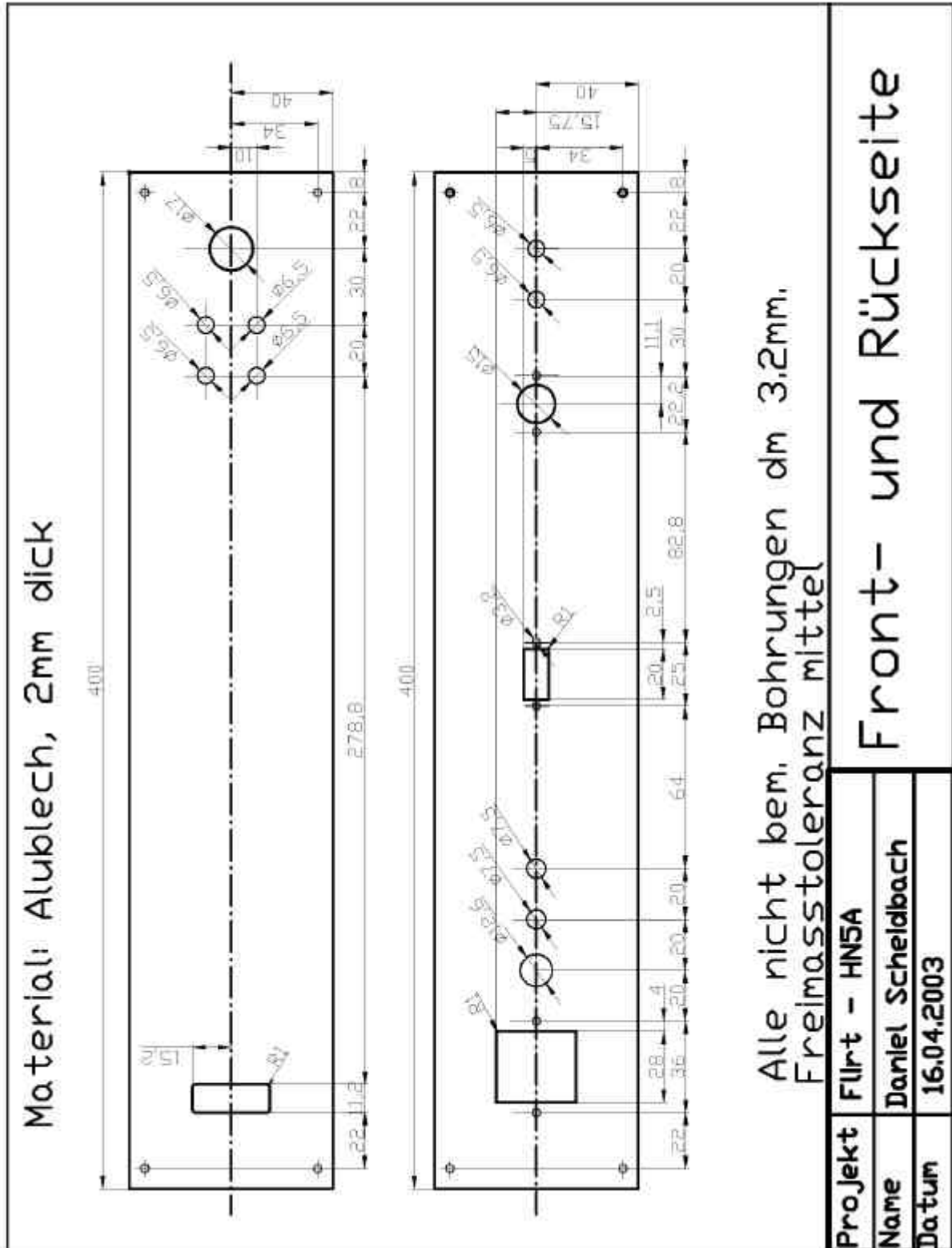
PIN	ADERNFARBE:	BEZ.:
1	ROT	MIC
2	TRANSPARENT	LS
3	BLAU	PTT
4	GELB	UP/DOWN
5	MANTEL	GND
6	WEISS	UB

◆ 2 Cinchbuchsen

Weitere 2 Cinchbuchsen sind an der Gehäuserückseite angebracht. Sie stellen die Schnittstelle zum Funkgerät (LINE OUT = PHONES) dar. Es wird also das Lautsprechersignal des Funkgerätes übertragen.

### 8.3 Fertigungszeichnungen:

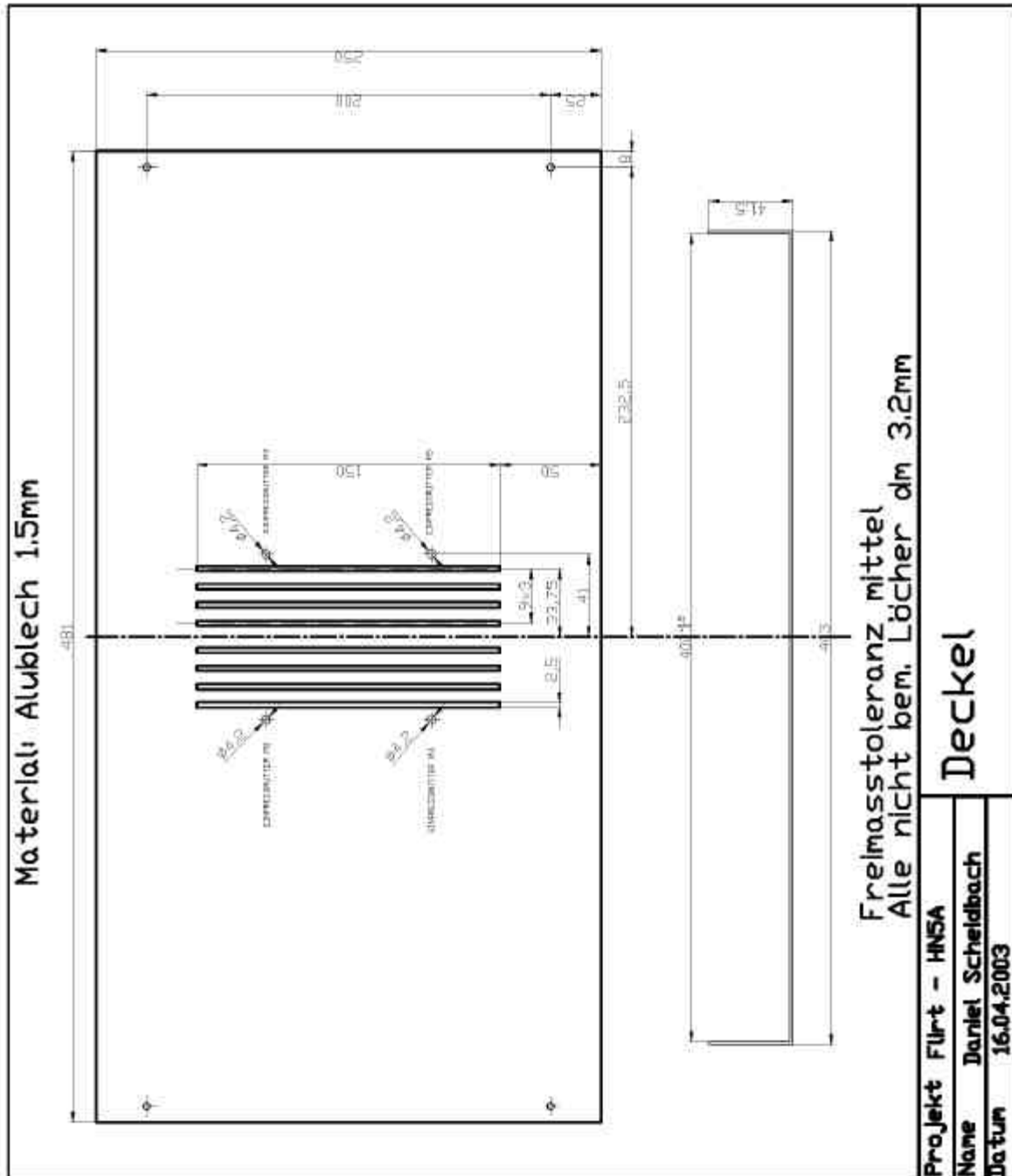
Frontplatte (links) und Rückplatte (rechts):



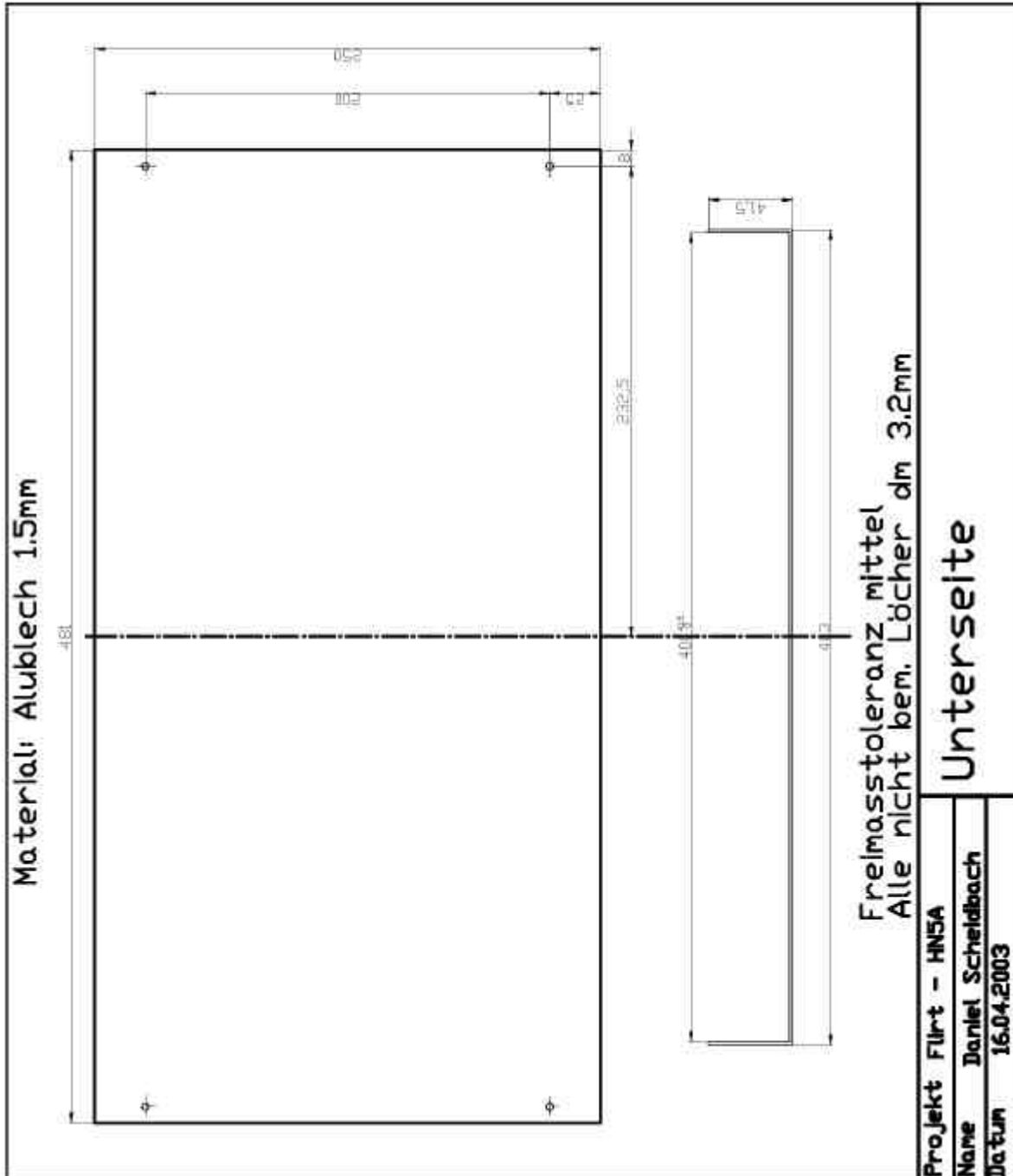
## Seitenbleche:

<p>Material: Alublech 1,5mm dick</p>		<p>Freimasstoleranz: mittel Alle Löcher M3</p>
<p>Seitenbleche</p>		<p>Projekt Flirt - HN5A</p>
<p>Name Daniel Scheidbach</p>		<p>Datum 16.04.2003</p>

**Deckel:**



Unterseite:





**Stückliste:**

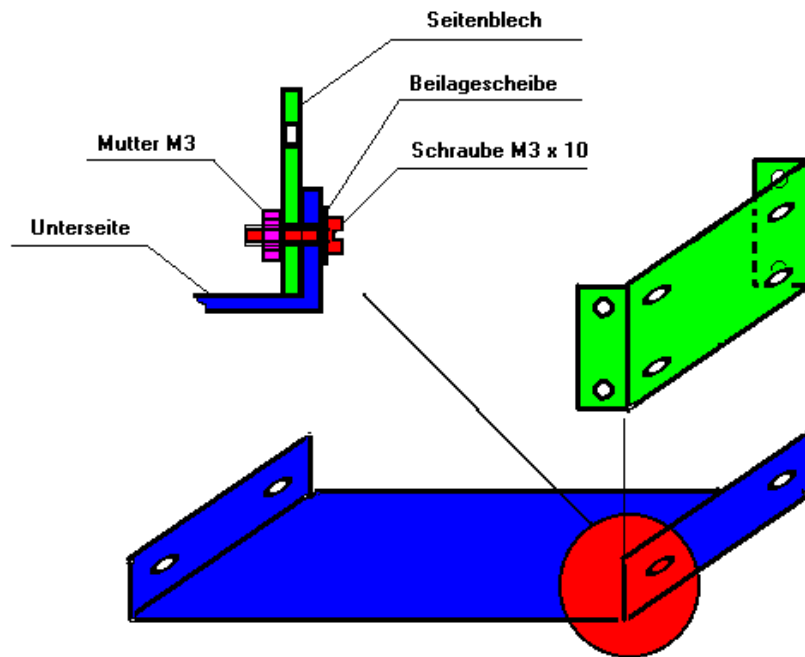
Bez.:	Stk.:	Beschreibung	Quelle:	Best. Nr.:	Preis:	Ges:
	4	Bananenbuchse (Einbau)	HTL			
	8	Cinchbuchse (Einbau)	HTL			
	2	Wipp-Ein-Ausschalter	Distrelec	203212	1,71	3,42
	30	Senkkopfschraube M3x10	HTL			
	30	Zylinderkopfschraube M3x10	HTL			
	60	Beilagescheibe für M3	HTL			
	60	Mutter M3	HTL			
	0.5m	Flachbandkabel 9Polig	HTL			
	2	Klinkenstecker 3,5mm Stereo	HTL			
	2	Klinkenstecker 3,5mm Mono	HTL			
	4	Cinchstecker	HTL			
	3m	2-poliges Kabel 0.25mm <sup>2</sup> Querschnitt				
	2	Einbaubuchse Mab 6	Distrelec	110123	1,11	2,22
	2	Steckverbinder Mas 60	Distrelec	110137	1,56	3,12
	2	Kaltgerätestecker	HTL			
	2	Mikrofonstecker 6-polig	Conrad	260614-22	3,63	7,26
	2	Mikrofonbuchsen 6-polig	Conrad	245488-22	3,63	7,26
		<b>Preise in EURO!</b>			total:	23,28



## 8.4 Montageanleitung:

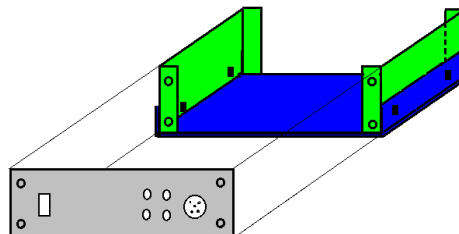
### • Seitenbleche auf Unterseite montieren

Als Erstes sollten die zwei Seitenbleche, wie in der folgenden Skizze veranschaulicht, auf die Gehäuseunterseite montiert werden. Sie benötigen dazu je 4 M3x10 Schrauben, M3 Muttern und Beilagescheiben. Achten Sie darauf, das jeweilige Seitenblech mit der gebogenen Kante nach innen zeigend zu montieren!



### • Front und Rückplatte montieren

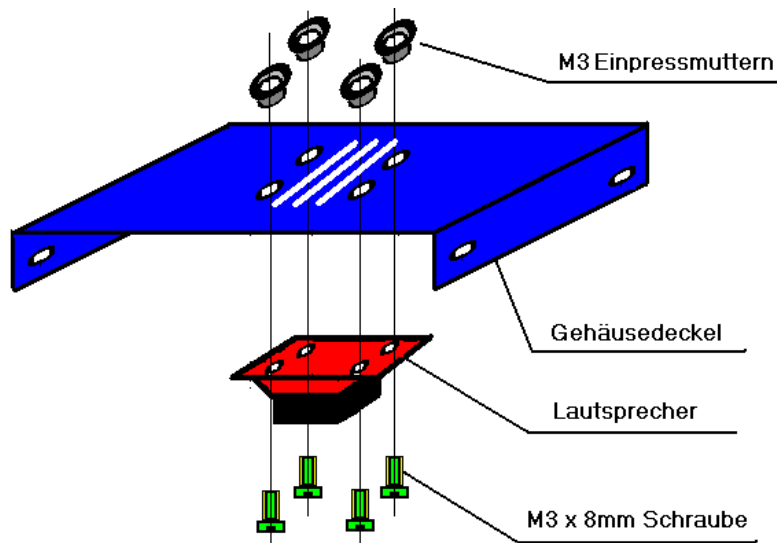
Die Frontplatte sowie die Rückplatte nun auf die Seitenbleche montieren. Bitte verwenden Sie hier 8 Senkkopfschrauben M3x10 mit den dazugehörigen Muttern. Das untere Bild zeigt die Anordnung der Frontplatte. Die Rückplatte ist gleich, nur von hinten zu montieren.



Nun kann die Front- und Rückplatte mittels M3x10 Schrauben und M3 Muttern bestückt werden.

• Lautsprechermontage:

Der Lautsprecher ist, wie in der Abbildung dargestellt, von unten an den Gehäusedeckel zu montieren. Davor müssen die 4 Einpressmuttern in die dafür vorgesehenen Löcher gedrückt werden. Werden die Schrauben zu wenig festgezogen, so kann es zu einem störenden Vibrieren des Lautsprechers kommen.



Zuletzt muss nur noch der Gehäusedeckel auf den Rest des Gehäuses gesetzt und analog Gehäuseunterseite an die Seitenbleche angeschraubt werden.

Anmerkung:

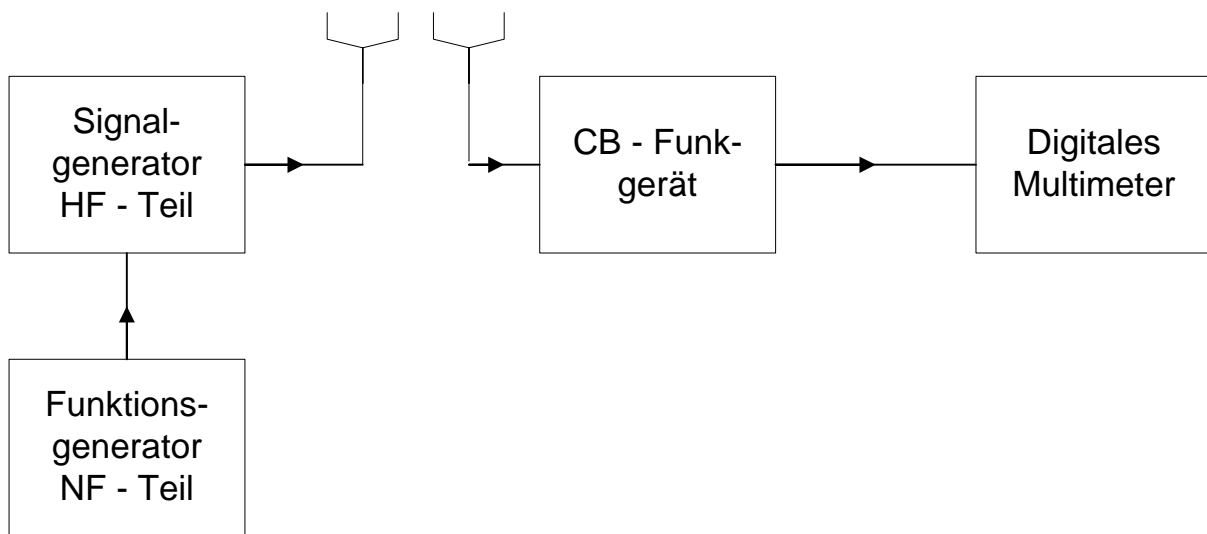
Die gezeigten Skizzen sind nicht maßstabgetreu oder detailecht gezeichnet worden. Ebenso wurden die Befestigungslöcher für Leiterplatten an der Gehäuseunterseite weggelassen. Es ist egal, wie man die Leiterplatten anordnet, da bei einer Gehäusehöhe von ca. 85mm genug Abstand zwischen Lautsprecher und dem höchsten Bauteil der Hardware herrscht.

## 9. Sonstiges

### 9.1 Messungen

Höhere Technische Bundeslehr- und Versuchsanstalt Rankweil	<b>Laboratorium</b> Hochfrequenztechnik	Tag	
		24.10.2002	
Gruppe: Flirt	Name: Sandholzer, Scheidbach, Schranz, Hug	Kl./Jg.	5AHN

### Mikrofon - Anschlussmessung



10					
9					
8					
7					
6	Spektrumanalysator				
5	Oszilloskop	Philips			
4	Funktionsgenerator	HP			
3	Signalgenerator				
2	CB - Funkgerät	TEAM (Conrad)	10106046	40 Kanal / 4 W	
1	Netzgerät	Grossen Konst.	540-4/37	16 V/2.5 A	
Pos.	Gerät	Erzeuger Firma	Inv. Nr.	Nähere Angaben	
Lehrer:	Bue	<b>Anschlussbelegung Mikro</b>		Übungs- Nr.	1
Geprüft:				Abgabe	24.10.2002

## 1. Funktionstest des CB – Funkgerätes

Es soll über ein Signalgenerator HP 8647A ein Signal in die Antennenbuchse des Funkgerätes eingespeist werden. Zu messen sind die Bandbreite des FM – Signals.

### 1.1 Einstellungen der einzelnen Geräte

#### Einstellungen des Signalgenerators (HF)

Frequenz: 27.105 MHz (Kanal 12)  
 Hub: 2.0 kHz  
 Pegel: - 40 dB

#### Einstellungen des Funktionsgenerator (NF)

Frequenz: 10 Hz... 5 kHz  
 Pegel: 1Vss

### **Einstellungen des CB – Funkgerätes**

Kanal 12  
 Frequenz: 27.105 MHz  
 Lautstärke: ca. 3/4

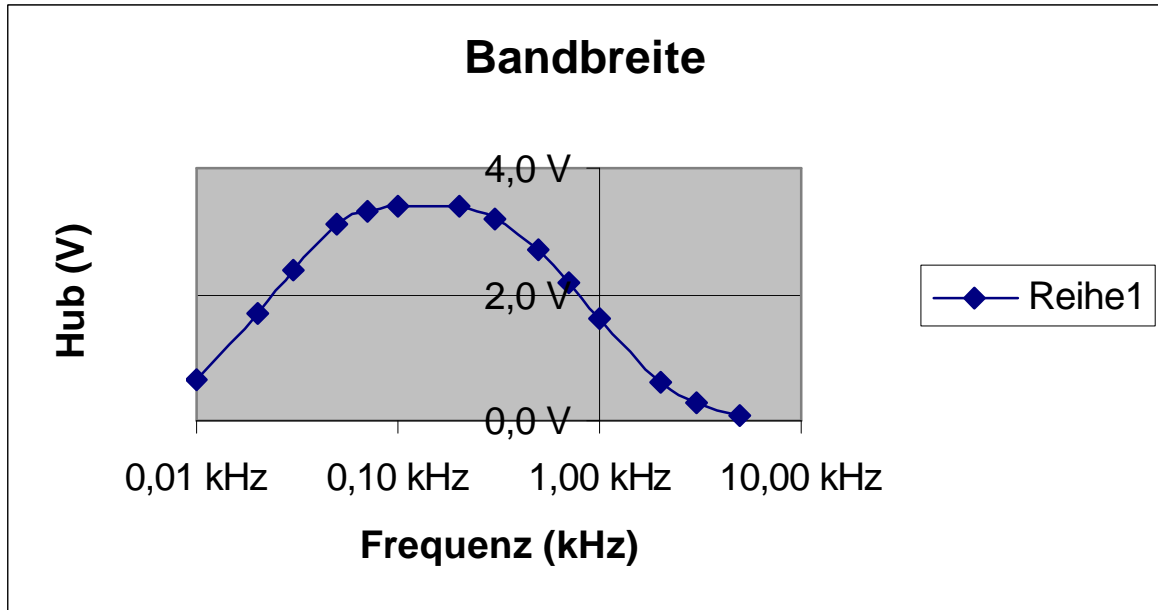
#### Einstellungen am Netzgerät

Versorgungsspannung 12 V  
 Strombegrenzung 2.5 A

### 1.2 Messtabelle

NF - Freq.	Ucb
0,01 kHz	0,6 V
0,02 kHz	1,7 V
0,03 kHz	2,4 V
0,05 kHz	3,1 V
0,07 kHz	3,3 V
0,10 kHz	3,4 V
0,20 kHz	3,4 V
0,30 kHz	3,2 V
0,50 kHz	2,7 V
0,70 kHz	2,2 V
1,00 kHz	1,6 V
2,00 kHz	0,6 V
3,00 kHz	0,3 V
5,00 kHz	0,1 V

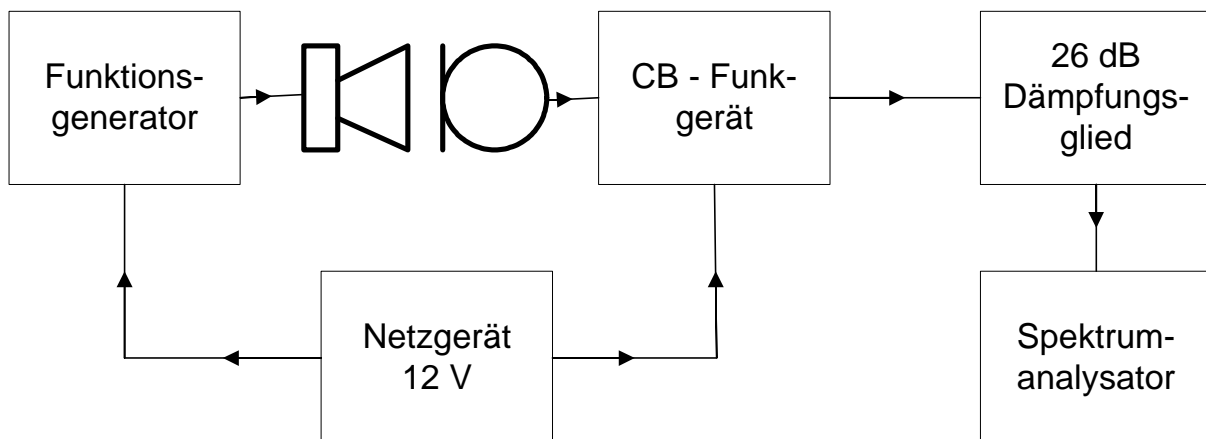
## 1.3 Messdiagramm



## 2. Messung der Modulationsfrequenz

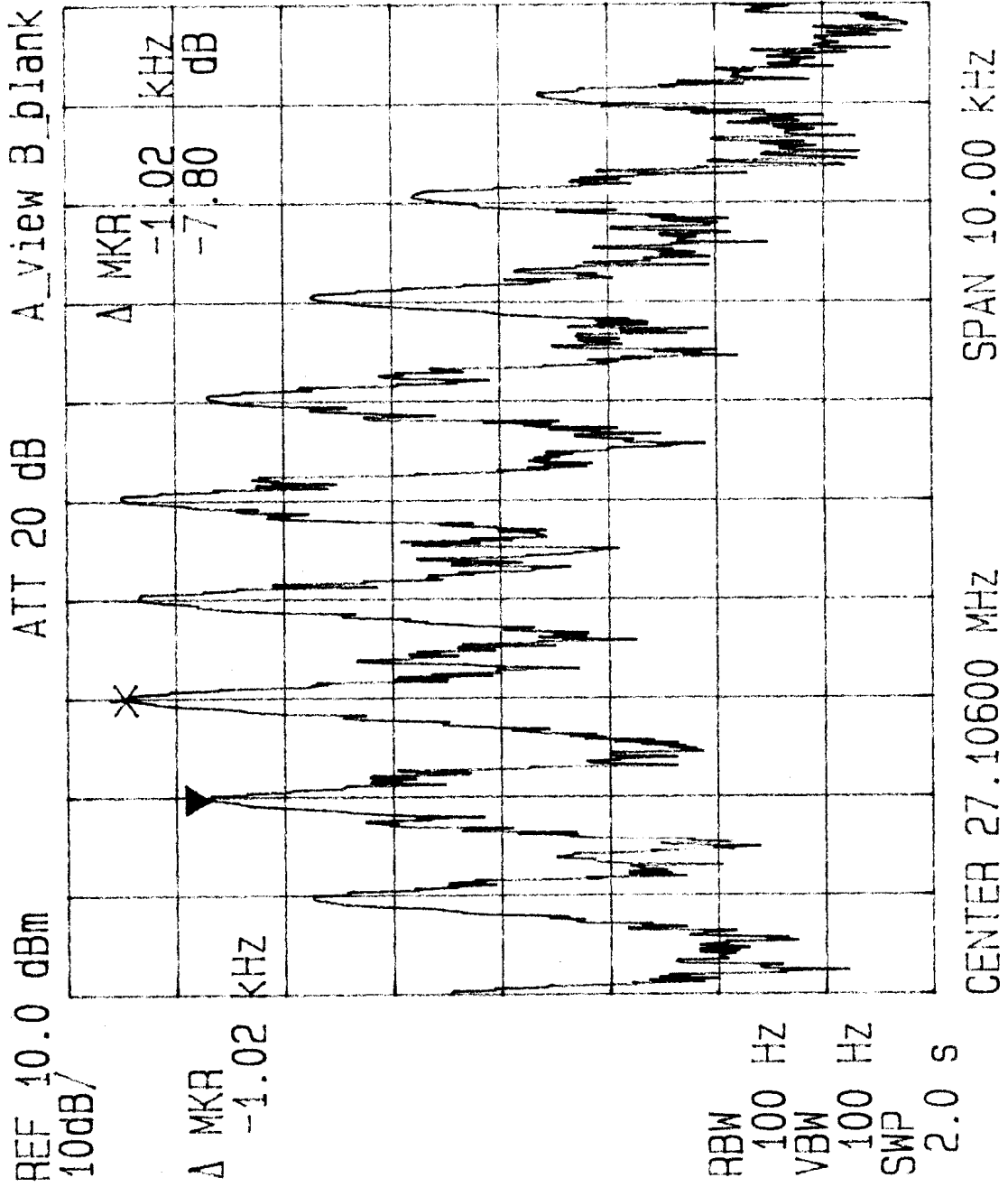
Es soll mittels der folgenden Messschaltung die Modulationsfrequenz am Spektrumanalysator dargestellt werden.

### 2.1 Messschaltung



### 2.2 Graphische Darstellung vom Spektrumanalysator

Siehe nächste Seite!



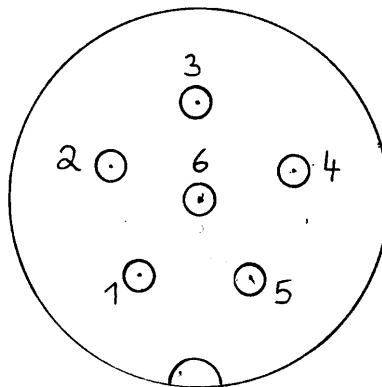
### 3. Messung der Anschlüsse

Es sind mittels Multimeter die Anschlüsse des 6 poligen Steckers zu messen.

#### 3.1 Einstellungen am CB – Funk

Antenne anstecken  
Spannungsversorgung 12 V  
Ohne Mikro direkt am CB – Funk messen

#### 3.2 Graphische Steckerbelegung nach der Messung



#### Belegung

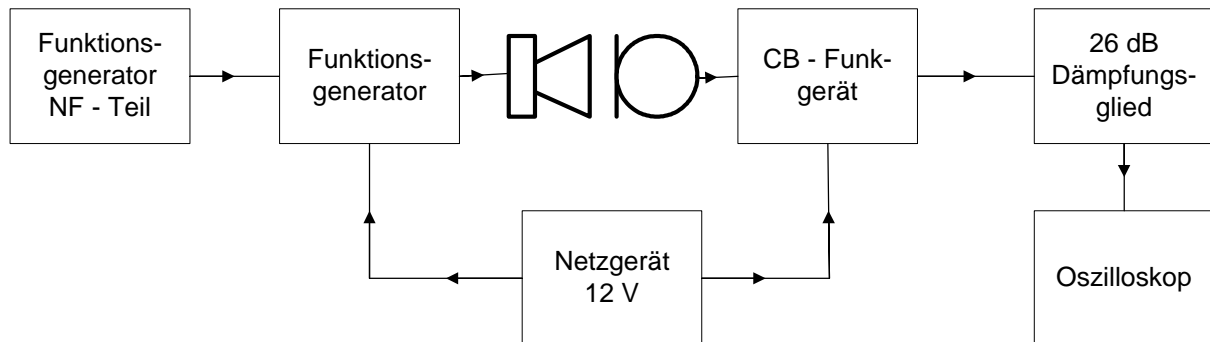
1 ... Modulationssignal  
2 ... Lautsprechersignal  
3 ... PTT – Signal  
4 ... UP / DOWN  
5 ... Masse  
6 ... Versorgung +8V



## 4. Messung der Modulationsspannung am Mikro

Durch die Induktion des Trägers ist es uns nicht möglich die Modulationsspannung zu messen. Die Trägerfrequenz, die induziert wird, hat einen Pegel von 50 Vss. Dadurch konnten wir keine Modulationsspannung messen.

### 4.1 Messschaltung



Höhere Technische Bundes- lehr- und Versuchsanstalt Rankweil	<b>Laboratorium</b> Hochfrequenztechnik	Tag	
		28.10.2002	
Gruppe:	Flirt	Name: Sandholzer, Schranz	Kl./Jg. 5AHN

## Messschaltung für Mikrofonpegel

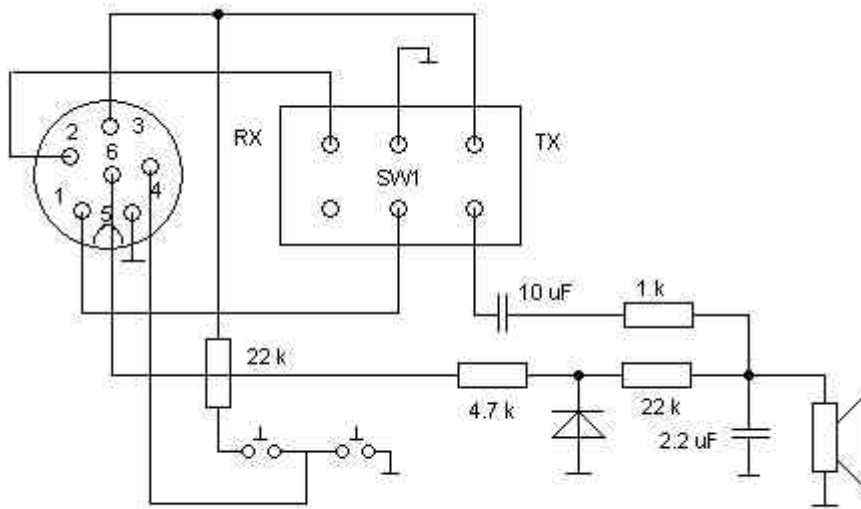
10				
9				
8				
7				
6				
5	Signalgenerator	Agilent	540-05/2001/15	34401A
4	Netzgerät	Agilent	540-04/2001/9	E3631A
3	Netzgerät	GW		GPC 3030D
2	Oszilloskop	Tektronix	540-14/2001/5	TDS 220
1	Funktionsgenerator	HP	540-12/340/96	33120A
Pos.	Gerät	Erzeuger Firma	Inv. Nr.	Nähere Angaben
Lehrer:	Bue	<b>Anschlussbelegung Mikro II</b>		Übungs Nr. 2
Geprüft:				Abgabe

## 1. Messung der Pin – Belegung des Mikrophones

### 1.1 Messschaltung

Siehe Titelblatt !

### 1.2 Schematische Schaltung des Mikrofons



### 1.3 Pinbelegung des Mikrofons

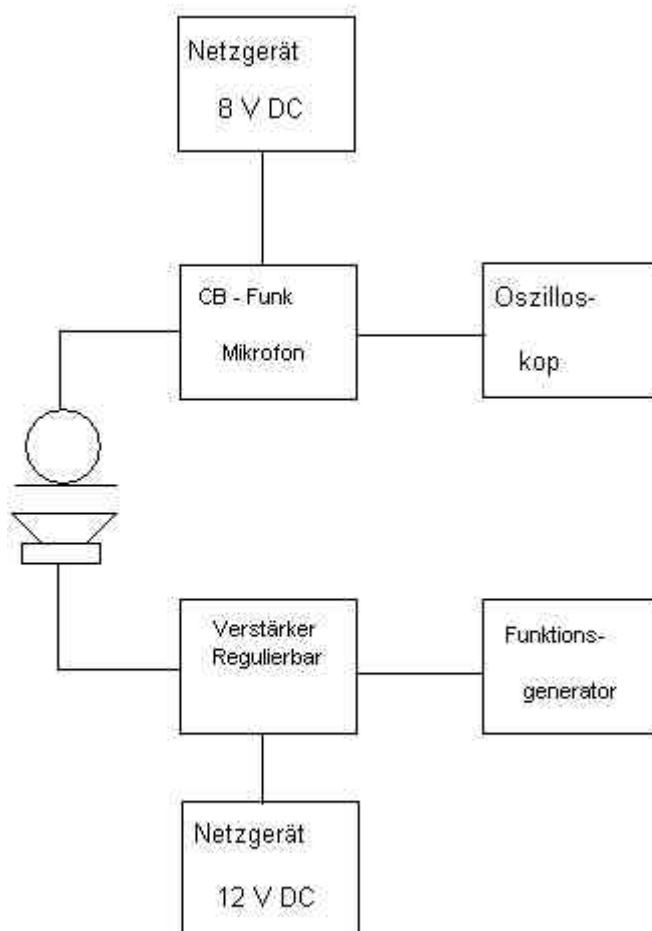
PIN	Anschluss	Pegel
1	Modulationssignal	+/- 0,6 V
2	Lautsprecher	nicht Verwendet in Schaltung
3	PTT – Signal	0 V und 8 – 12 V
4	UP / DOWN – Signal	siehe Punkt 3
5	GND	GND
6	Versorgung	8 – 12 V

## 2. Messung von Lautstärkepegel

### 2.1 Begründung für Fehlmessung in Protokoll Anschlussbelegung Mikro

Da wir unmittelbar am CB –Funkgerät gemessen haben (Mikro nicht weit genug von CB – Funk entfernt), war die Leistung die an der Antennenbuchse war um ein Vielfaches höher als die des Mikros. So haben wir lediglich die Trägerfrequenz anstatt der Modulationsfrequenz gemessen.

### 2.2 Messschaltung



## 2.3 Messergebnisse

Lautsprecher Pegel

Modulationspegel (USS)

Minimale Lautstärke

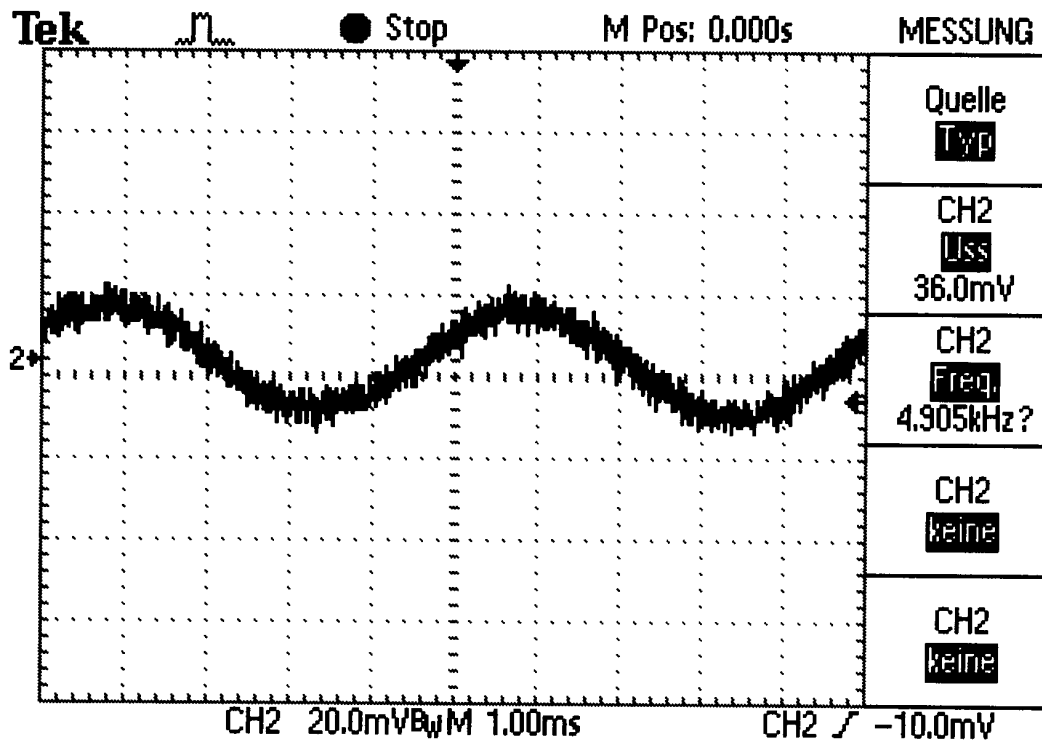
36 mV

Maximale Lautstärke

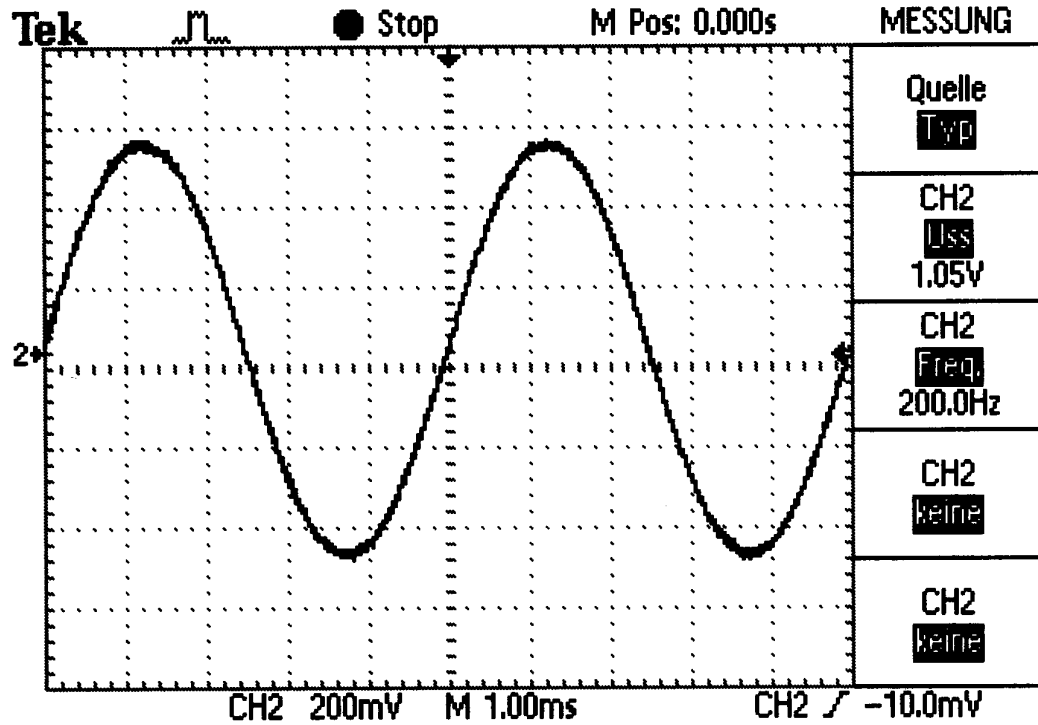
1 V

## 2.4 Graphischer Auszug am Oszilloskop

minimale Lautstärke

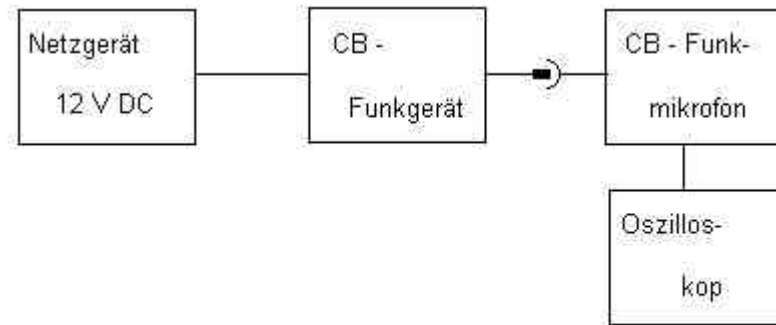


maximale Lautstärke



## 3. Messung der PTT – Taste

### 3.1 Messschaltung

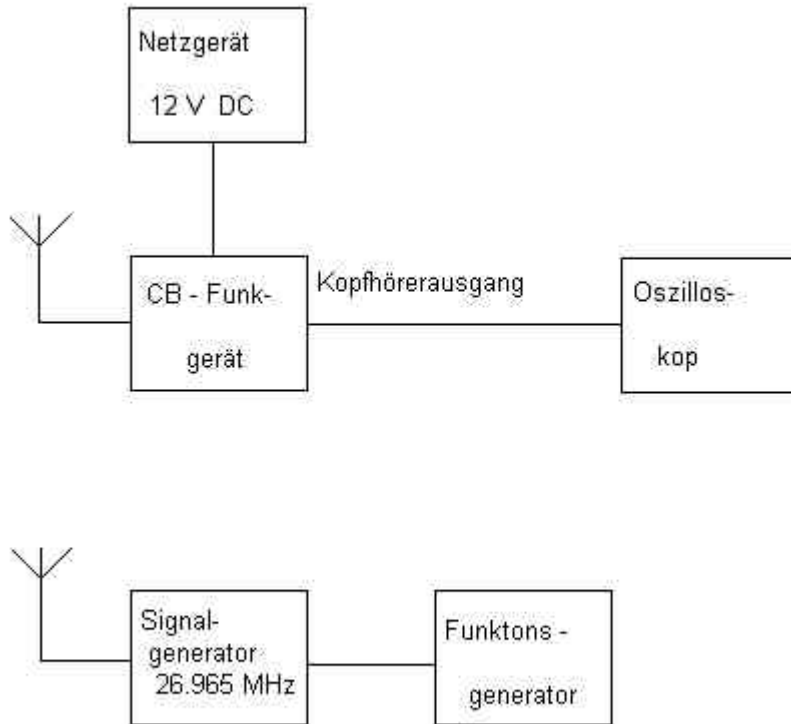


### 3.2 Messergebnisse

PTT – Taste nicht gedrückt	+ 7,8 V
PTT – Taste gedrückt	0,0 V

## 4 Messung Kopfhörer- Ausgangs – Pegel

### 4.1 Messschaltung

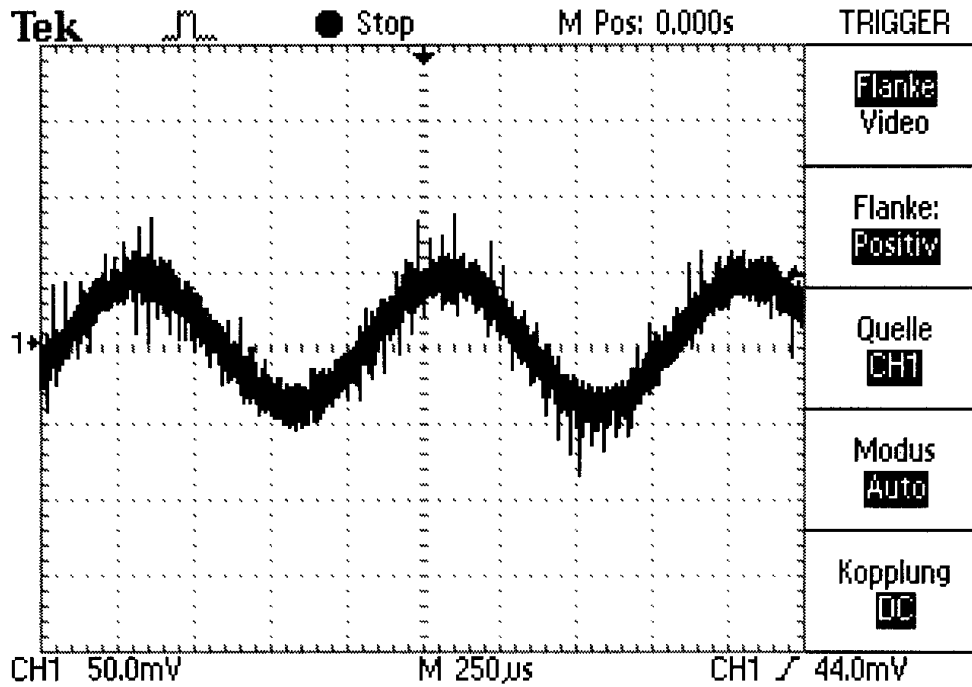


### 4.2 Messergebnisse

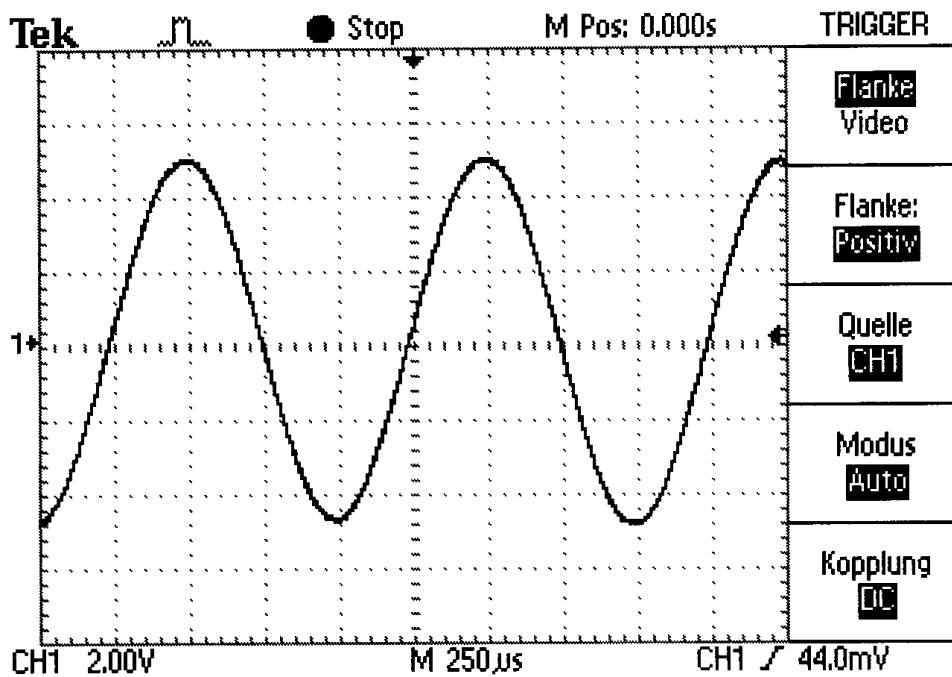
Lautstärkepegel	Ausgangsspannung
Minimum	0 V
Mitte	4 V
Maximum	10 V



Kopfhörerausgang Lautstärkepegel Minimal



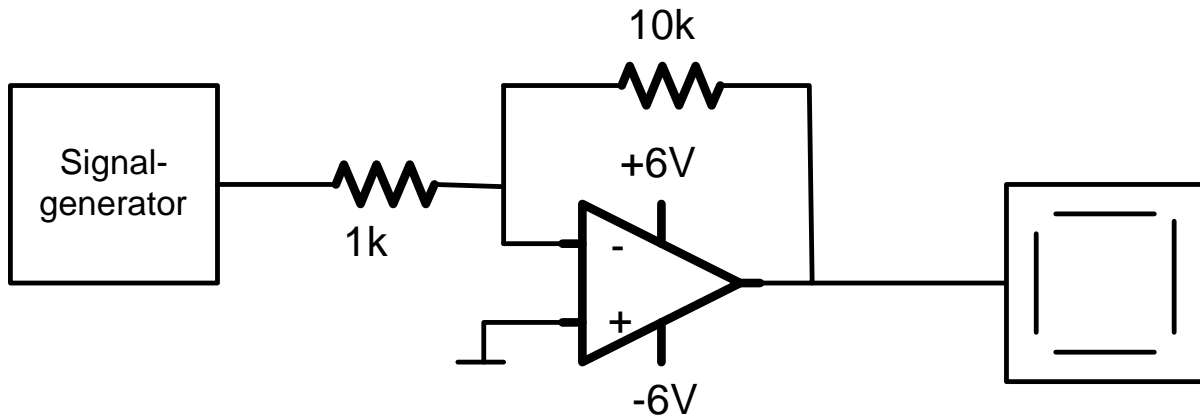
Kopfhörerausgang Lautstärkepegel Maximum



Höhere Technische Bundes- lehr- und Versuchsanstalt Rankweil	<b>Laboratorium</b> Hochfrequenztechnik	Tag	
		25.02.2003	
Gruppe: Flirt	Name: Sandholzer Markus	Kl./Jg.	5AHN

## 1) Messung eines nicht invertierenden Verstärkers ( LM318)

### 1.1) Messschaltung



10					
9					
8					
7					
6					
5					
4					
3	Netzgerät	Agilent	540-04/2001/9	E3631A	
2	Oszilloskop	Tektronix	540-14/2001/5	TDS 220	
1	Funktionsgenerator	HP	540-12/390/90	33120A	
Pos.	Gerät	Erzeuger Firma	Inv. Nr.	Nähere Angaben	
Lehrer:	Bue	<b>Verstärker I</b>		Übungs Nr.	3
Geprüft:				Abgabe	25.02.2003

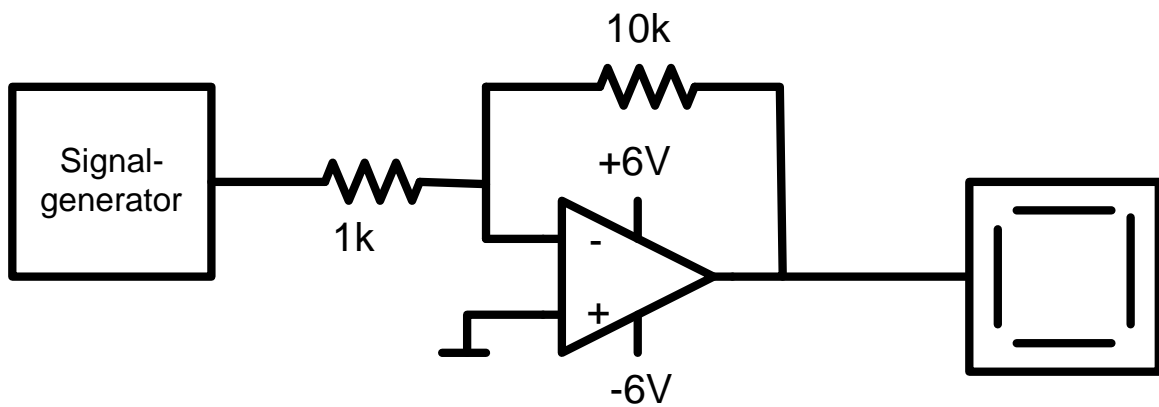
## 1.2) Messung der einzelnen PIN am OP

Bei der Messung habe ich festgestellt, dass der OP LM318P defekt ist. Grund dafür ist der Ausgangspegel, der ständig auf  $+U_B$  liegt, egal was am Eingang des + Pins Anliegt.

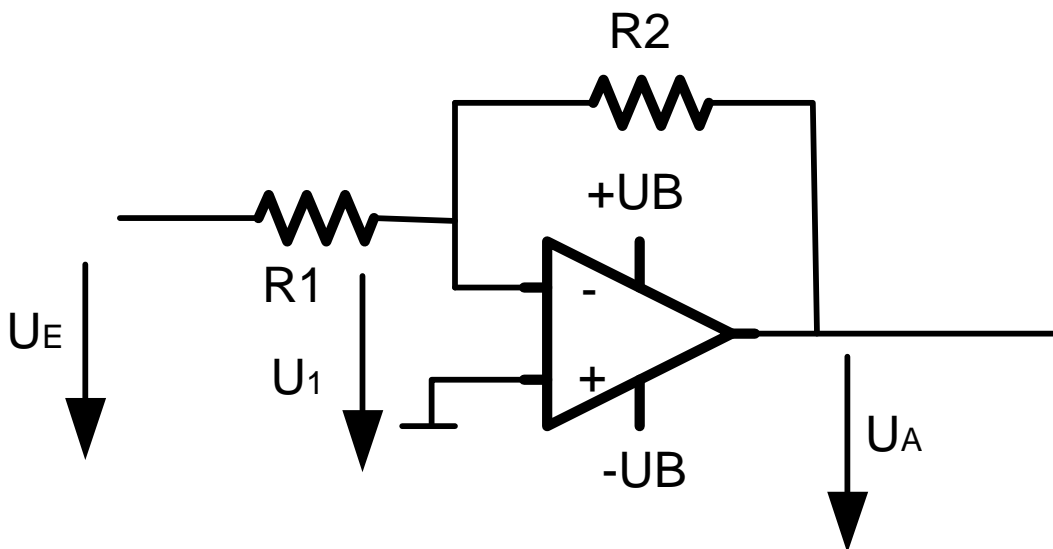
Da der OP defekt ist, wird eine neuer Messaufbau mit dem uA741 realisiert.

## 2) Messung eines invertierenden Verstärkers mit dem OP uA741

### 2.1) Messschaltung



### 2.2) Berechnung der Verstärkung



$$R_2 := 10\text{k}\Omega$$

$$R_1 := 1\text{k}\Omega$$

$$U_1 := 0$$

$$U_E = i \cdot R_1$$

$$U_A = -i \cdot R_2$$

$$i = \frac{U_E}{R_1} = \frac{-U_A}{R_2}$$

$$\frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$v = \frac{U_A}{U_E}$$

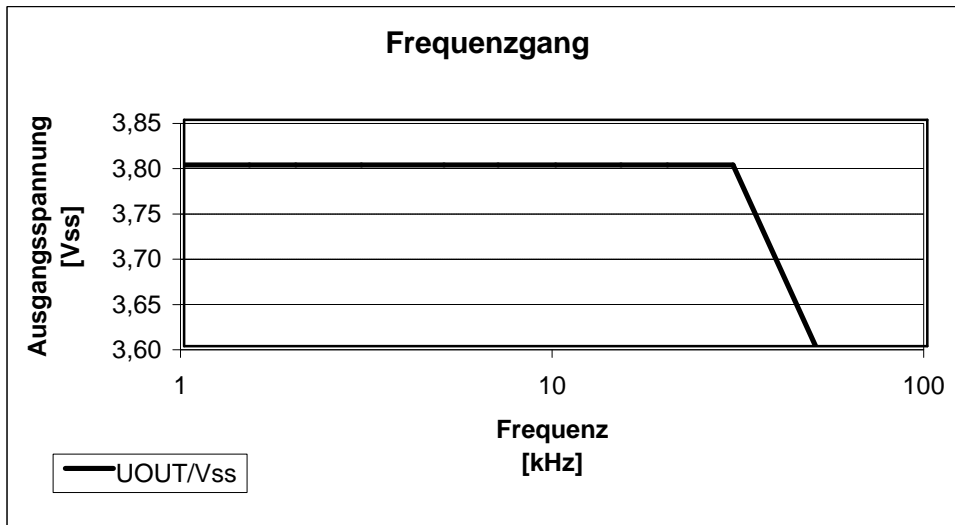
$$v := -\frac{R_2}{R_1}$$

$$v = -10$$

### 2.3) Messtabelle

f	UOUT/Vss
1,0 kHz	3,8 Vss
1,5 kHz	3,8 Vss
2,0 kHz	3,8 Vss
3,0 kHz	3,8 Vss
5,0 kHz	3,8 Vss
7,0 kHz	3,8 Vss
10,0 kHz	3,8 Vss
15,0 kHz	3,8 Vss
20,0 kHz	3,8 Vss
30,0 kHz	3,8 Vss
50,0 kHz	3,6 Vss

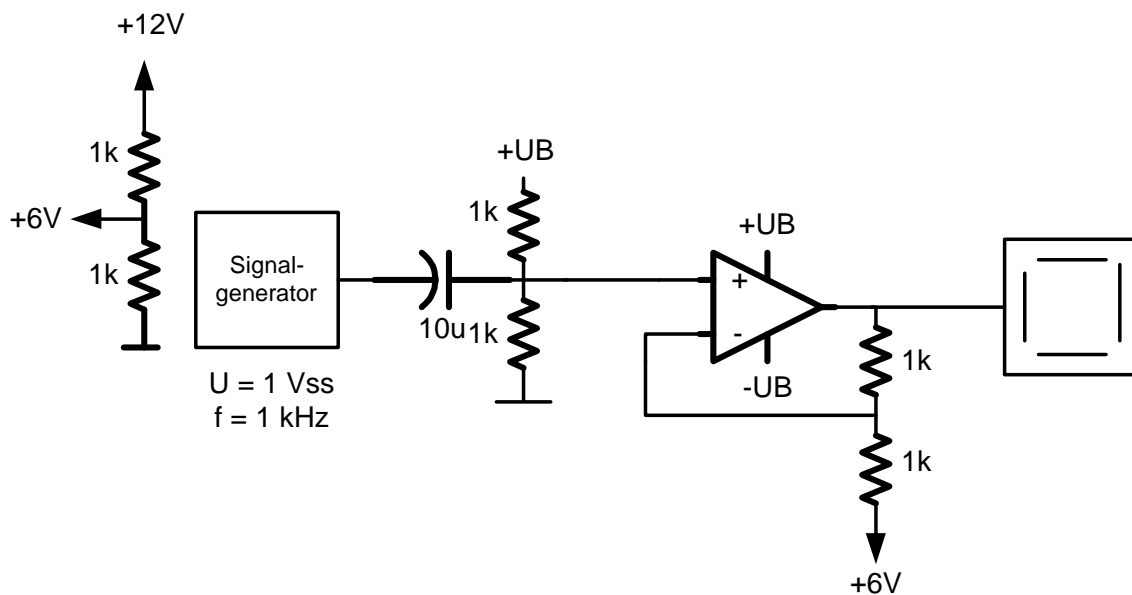
## 2.4) Graphische Darstellung des Frequenzganges



Höhere Technische Bundes- lehr- und Versuchsanstalt Rankweil	<b>Laboratorium</b> Hochfrequenztechnik	Tag	
		27.02.2003	
Gruppe: Flirt	Name: Sandholzer Markus	Kl./Jg.	5AHN

## 1) Messung des nicht invertierenden Verstärkers

### 1.1) Messschaltung



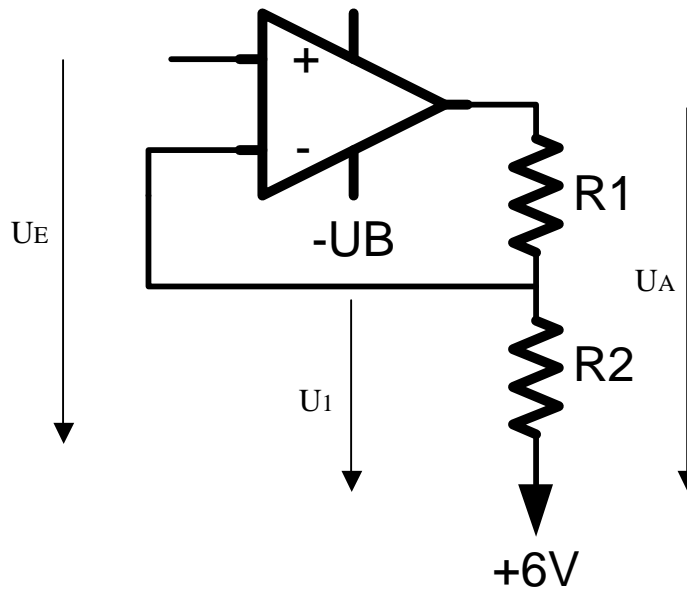
10					
9					
8					
7					
6					
5					
4					
3	Netzgerät	Agilent	540-04/2001/9	E3631A	
2	Oszilloskop	Tektronix	540-14/2001/5	TDS 220	
1	Funktionsgenerator	HP	540-12/390/90	33120A	
Pos.	Gerät	Erzeuger Firma	Inv. Nr.	Nähere Angaben	
Lehrer:	Bue	<b>Verstärker II</b>		Übungs Nr.	4
Geprüft:				Abgabe	27.02.2003

## 1.2) Aufgabenstellung

Es soll die Verstärkung berechnet und der Offset von 6V überprüft werden. Zudem soll, wenn nötig, die Schaltung so abgeändert werden, dass sie die Bedingungen erfüllt.

$$+U_B = 12 \text{ V}, -U_B = \text{GND} = 0\text{V}$$

## 1.3) Berechnung der Verstärkung



$$U_E = U_1$$

$$U_A = I \cdot (R_1 + R_2)$$

$$U_1 = I \cdot R_2$$

$$U_E = I \cdot R_2$$

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$v = \frac{U_A}{U_E}$$

$$v = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_1 := 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 := 1 \text{ k}\Omega$$

$$v := 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$v = \blacksquare$$

## 1.4) Fehlerdiagnose

Bei dieser Schaltung stellt sich jedoch heraus, dass der Spannungsteiler für die 6 V am R2 noch mit in die Berechnung einfließen.

Bei dieser Schaltung werden die zwei Widerstände mit je 1k parallel geschaltet und dann noch zu dem R2 dazugaddiert.

Der Widerstand R2 nimmt dann bei der Berechnung folgenden Wert an:

Berechnung des Parallelwiderstandes

$$R_{2\text{neu}} := R_2 + \frac{1}{\frac{1}{1\text{k}\Omega} + \frac{1}{1\text{k}\Omega}}$$

$$R_{2\text{neu}} = 1.5 \times 10^3 \Omega$$

Daraus resultiert die neue Verstärkung

$$V_{\text{neu}} := 1 + \frac{R_1}{R_{2\text{neu}}}$$

$$V_{\text{neu}} = 1.667$$

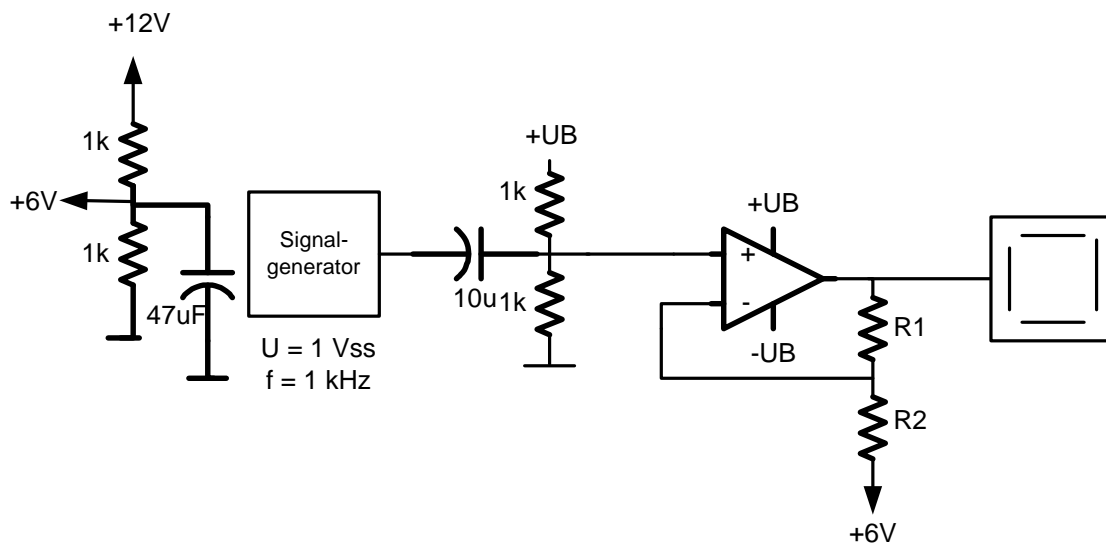
## 1.5) Problemlösung

Damit die Verstärkung nicht von dem Spannungsteiler beeinflusst wird, muss der 6V Punkt wechsellspannungsmäßig auf Masse liegen.

Zur Realisierung dieser Maßnahme wird einfach ein Kondensator mit einer Kapazität von 47 uF auf Masse geschaltet.

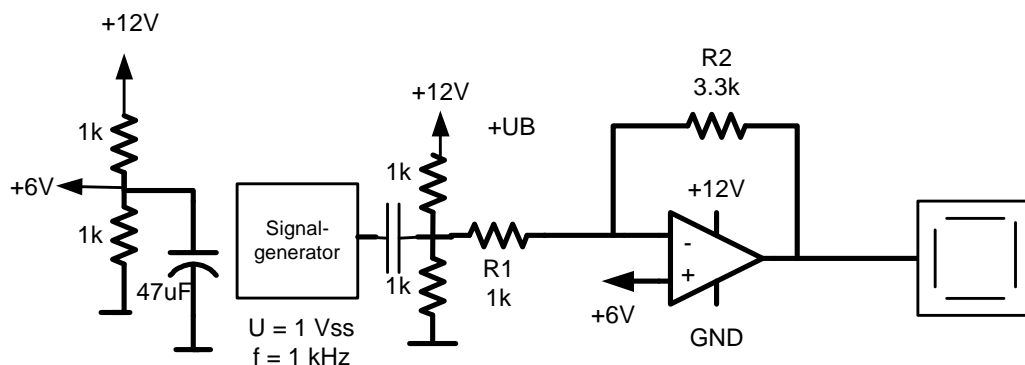
## 1.6) Neue Schaltung

Daraus resultiert die neue Schaltung, die wie folgt aussieht:



## 2) Invertierender Operationsverstärker

### 2.1) Schaltung





## 2.2) Berechnung der Verstärkung

$$R_2 := 3.3\text{k}\Omega$$

$$R_1 := 1\text{k}\Omega$$

$$U_1 := 0$$

$$U_E = i \cdot R_1$$

$$U_A = -i \cdot R_2$$

$$i = \frac{U_E}{R_1} = \frac{-U_A}{R_2}$$

$$\frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$v = \frac{U_A}{U_E}$$

$$v := -\frac{R_2}{R_1}$$

$$v = -3.3$$

## 2.3) Allgemeines

Diese Schaltung würde auch ohne Kondensator am Spannungsteiler auskommen, da bei dem Spannungsteiler keine Wechselfspannungen vorhanden sind.

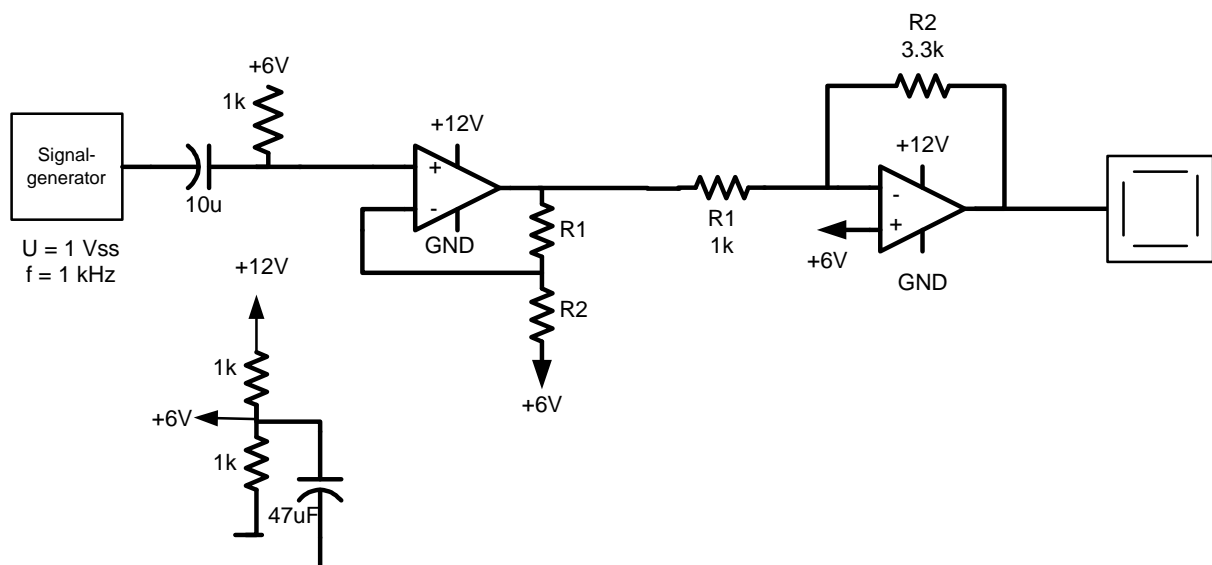
## 2.4) Messung

Bei einer Eingangsspannung von 1V<sub>ss</sub> bekamen wir am Ausgang des invertierenden Verstärkers eine Spannung von 3.28 V<sub>ss</sub>.

Die Phase beträgt relativ gut 180°. Frequenz: 1 kHz

## 3) Zusammenschaltung des invertierenden und des nicht invertierenden Verstärkers

### 3.1) Schaltung der Kombinationsschaltung



### 3.2) Berechnung der Verstärkung

Berechnung invertierender Verstärker

$$R_2 := 3.3\text{k}\Omega$$

$$R_1 := 1\text{k}\Omega$$

$$U_1 := 0$$

$$U_E = i \cdot R_1$$

$$U_A = -i \cdot R_2$$

$$i = \frac{U_E}{R_1} = \frac{-U_A}{R_2}$$

$$\frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$v_i = \frac{U_A}{U_E}$$

$$v_i := -\frac{R_2}{R_1}$$

$$v_i = -3.3$$

Berechnung nicht invertierender Verstärker

$$U_E = U_1$$

$$U_A = I \cdot (R_1 + R_2)$$

$$U_1 = I \cdot R_2$$

$$U_E = I \cdot R_2$$

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$v = \frac{U_A}{U_E}$$

$$v = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_1 := 1\text{k}\Omega$$

$$R_2 := 1\text{k}\Omega$$

$$v_{ni} := 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$v_{ni} = 2$$

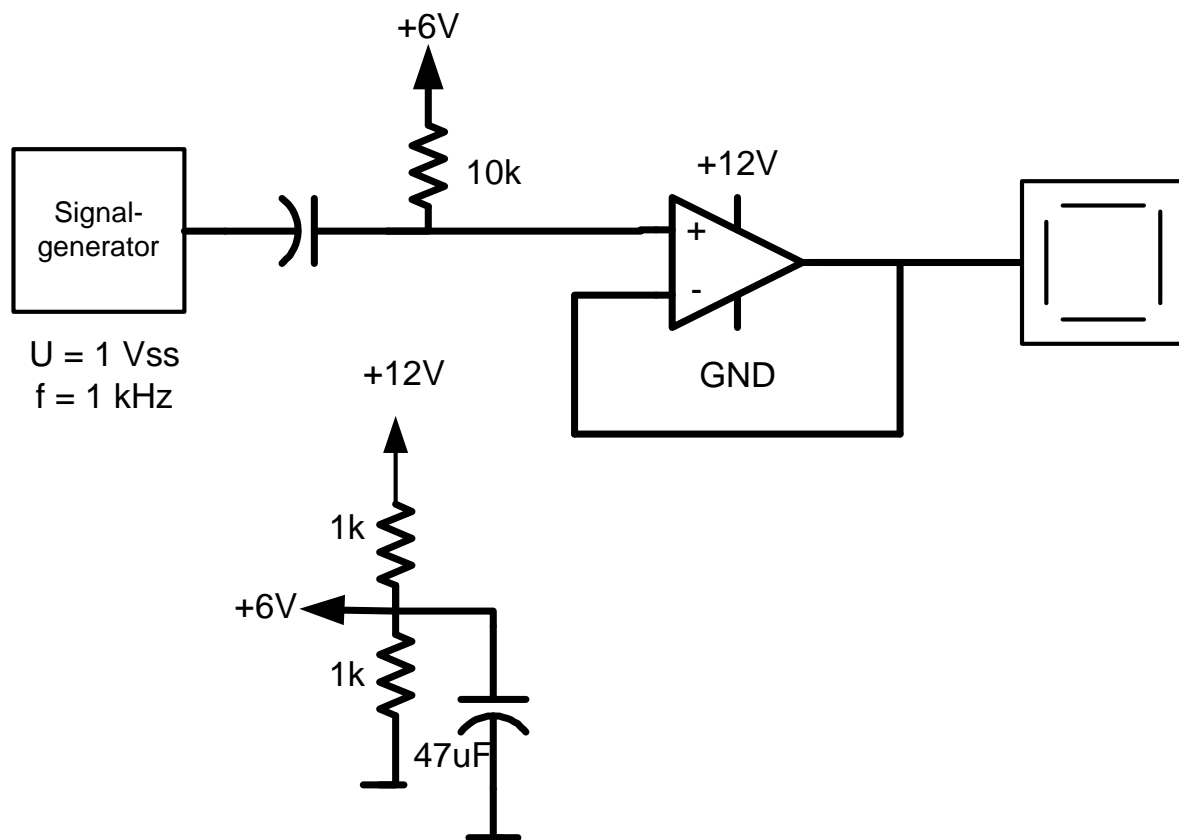
## Berechnung der Gesamtverstärkung

$$V_{ges} := V_i \cdot V_{ni}$$

$$V_{ges} = -6.6$$

## 3) Impedanzwandler

### 3.1 Schaltung



### 3.2) Berechnung der Verstärkung

$$U_1 := 0V$$

$$U_A := U_1$$

$$U_1 = U_E$$

$$U_A = U_E$$

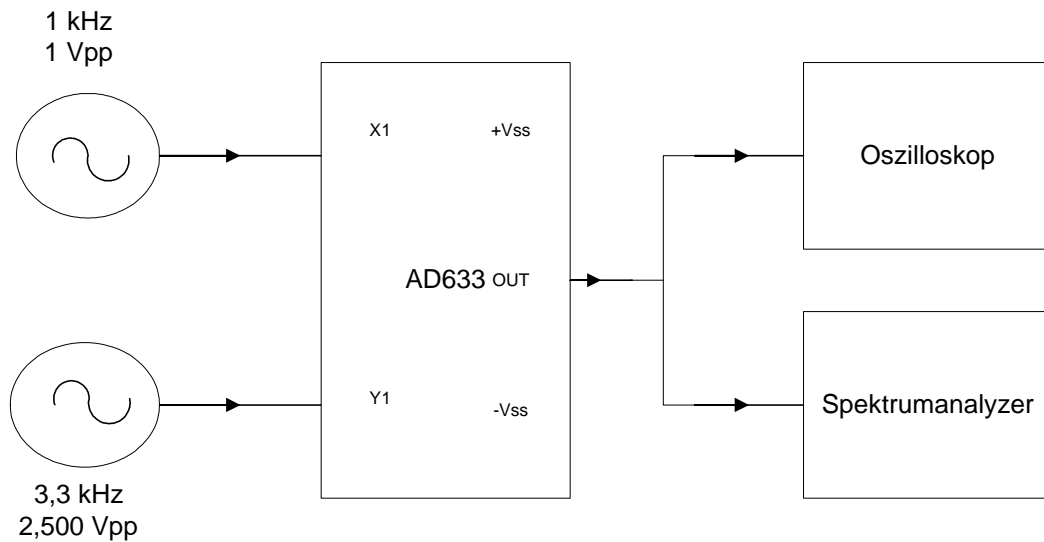
$$v = \frac{U_A}{U_E} = 1$$

## Ausmessen des Multiplizierers AD633:

Es wurde am X1 Eingang des Multiplizierers ein Signal von 1 Vpp und 1 kHz angelegt und am X2 Eingang das theoretische Ausgangssignal des Oszillators mit 3,3 kHz und variabler Amplitude angelegt. Nun wurde das Ausgangssignal des AD633 Bausteines gemessen und eine eventuelle Verstärkung berechnet.

Das Oszillatorausgangssignal kann höchstens eine Amplitude von 2.5 Vpp erreichen.

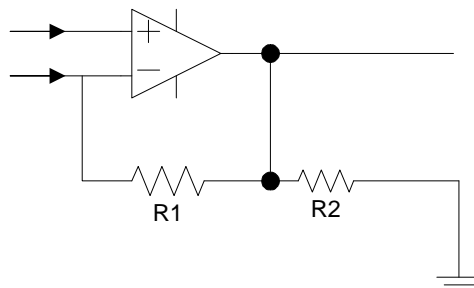
Messaufbau:



Somit muss das Ausgangssignal noch um den Faktor 2 verstärkt werden.

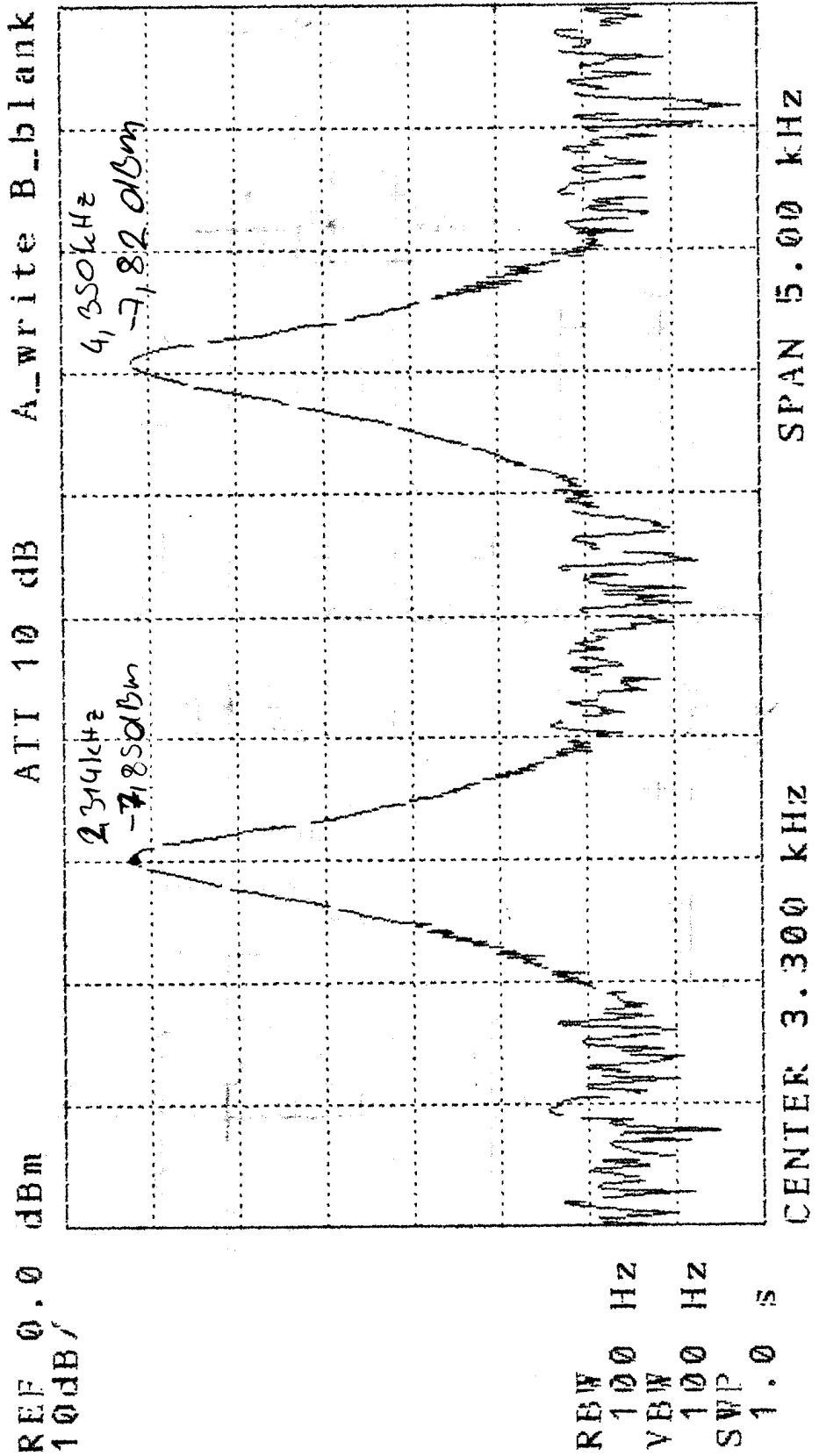
Wir beschlossen uns für eine nicht invertierende Verstärkerschaltung:

$$V := 1 + \frac{R1}{R2} = 2 \qquad R1 = R2 = 10 \text{ k}\Omega$$



Ausgang Multiplizierer

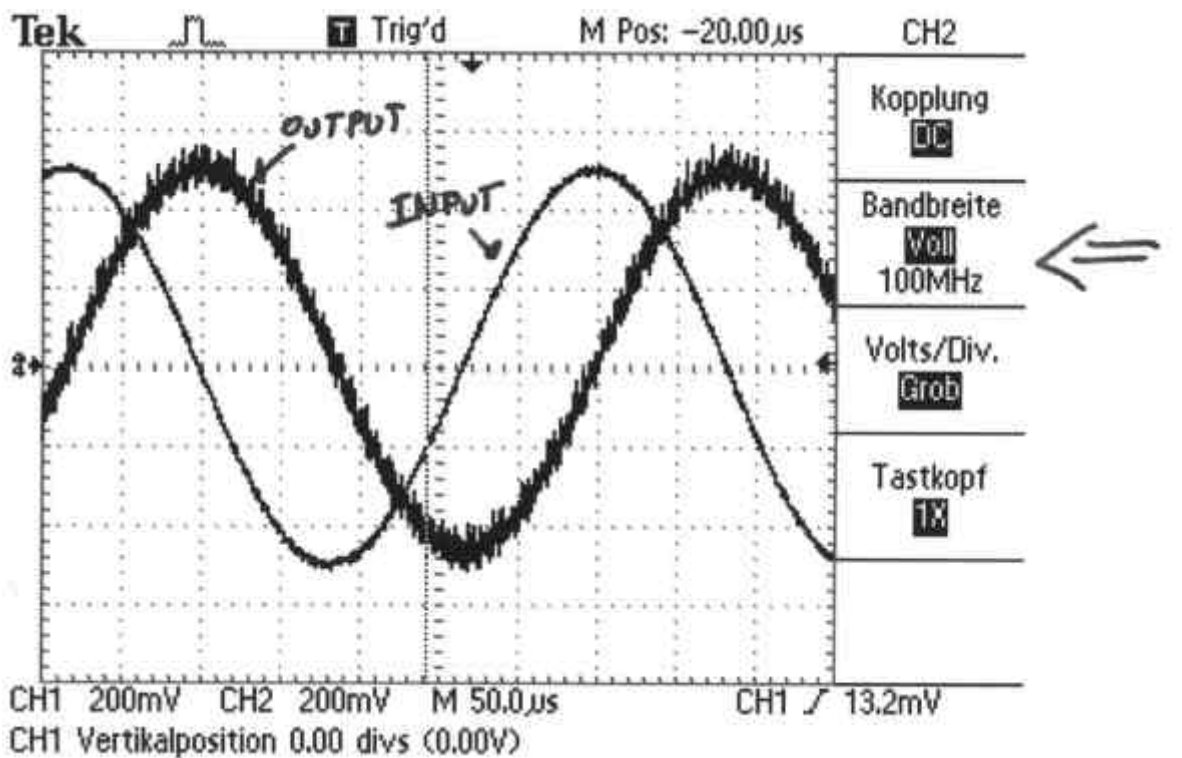
$S_1 = 1 \text{ kHz}$  1Vpp  
 $S_2 = 3.3 \text{ kHz}$  2.640Vpp



## MESSPROTOKOLL SHARC DSP-Board:

### Messung mit vorhandenem Programm tt.c

Bei tt1.c handelt es sich um einen C-Code, der alle wesentlichen Initialisierungen für das DSP - Board enthält. Wir haben dieses Programm als Grundgerüst für unsere Programme benutzt. Es übernimmt im Wesentlichen nur das Eingangssignal auf den Ausgang ( talk through ). Bei der Messung des Ein- und Ausgangssignals stellte ich eine hochfrequente Überlagerung auf dem Ausgangssignal fest. Diese stammte vermutlich von internen Rechenvorgängen des DSP's. Durch eine Umstellung der Eingangsbandbreite beim Oszilloskop von 100 MHz auf 20 MHz lässt sich die unerwünschte Störung jedoch wegfiltern. Diese Störung ist deshalb auch unbedeutend für unser Projekt, weil unsere Systeme alle NF-Systeme sind und deshalb bandbegrenzend wirken.

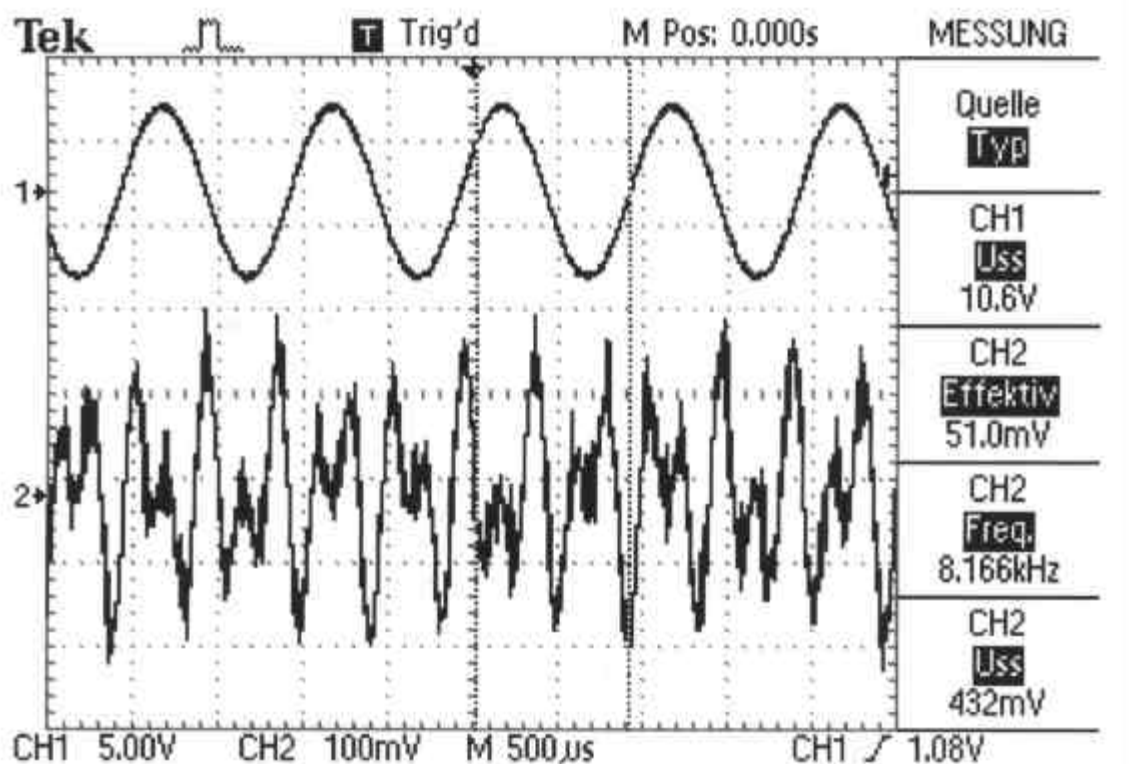


Hier deutlich erkennbar: hochfrequente Überlagerungen vom DSP - Board

## Messung mit dem Programm tt1.c

Bei tt1.c handelt es sich nun um eine von uns modifizierte Version des tt.c – Programms. Das Eingangssignal wird dabei lediglich mit einem Sinussignal bei 3,3kHz multipliziert. => Zweiseitenband AM ohne Träger

### Messung:

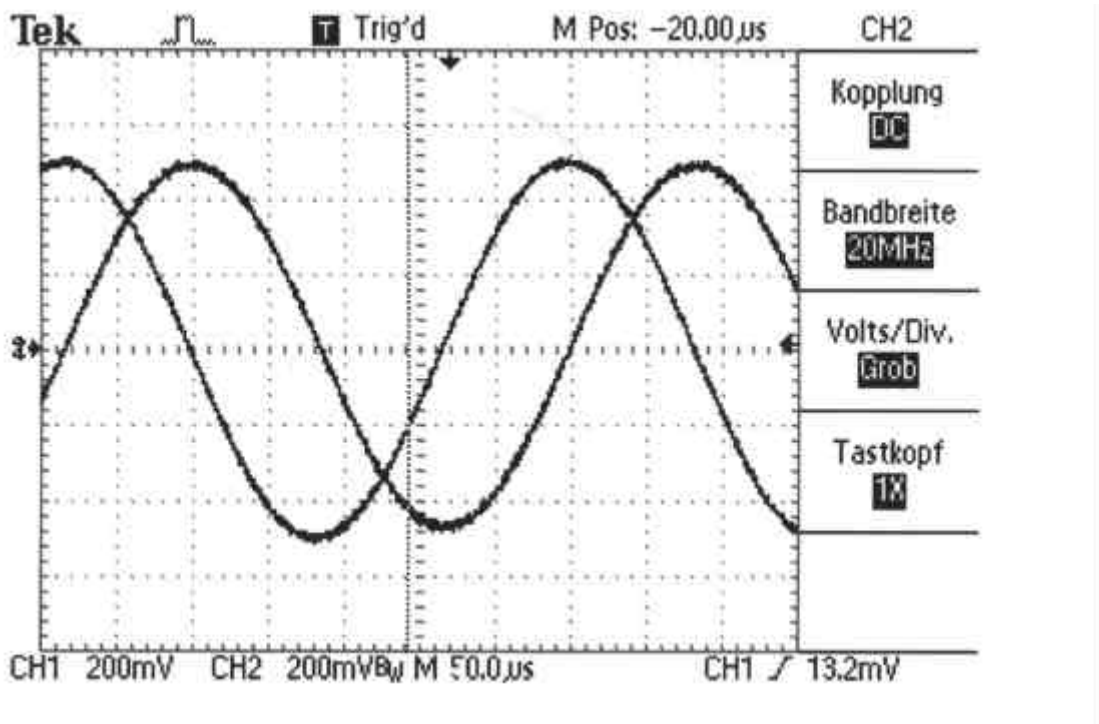


CH1 stellt hier das Eingangssignal dar ( 1 kHz – Sinus), während auf CH2 das modulierte Signal am Ausgang des DSP - Board im Zeitbereich zu sehen ist.

## Messung mit dem Programm flirt.c

Das Programm flirt.c wird in einem eigenen Kapitel genauer beschrieben. Zusammengefasst handelt es sich um unser Hauptprogramm, das in beide Richtungen bandbegrenzt, moduliert und erneut bandbegrenzt. Wir haben das Ausgangssignal des ersten Modulators gleich wieder auf den zweiten Modulatoreingang gelegt, wodurch an dessen Ausgang wieder das ursprüngliche Signal erscheint. Dieser Vorgang kommt einer Codierung und nachfolgenden Decodierung gleich.

### Messung:



Das Eingangssignal dieser Anordnung unterscheidet sich zum Ausgangssignal lediglich durch eine zeitliche Verschiebung.

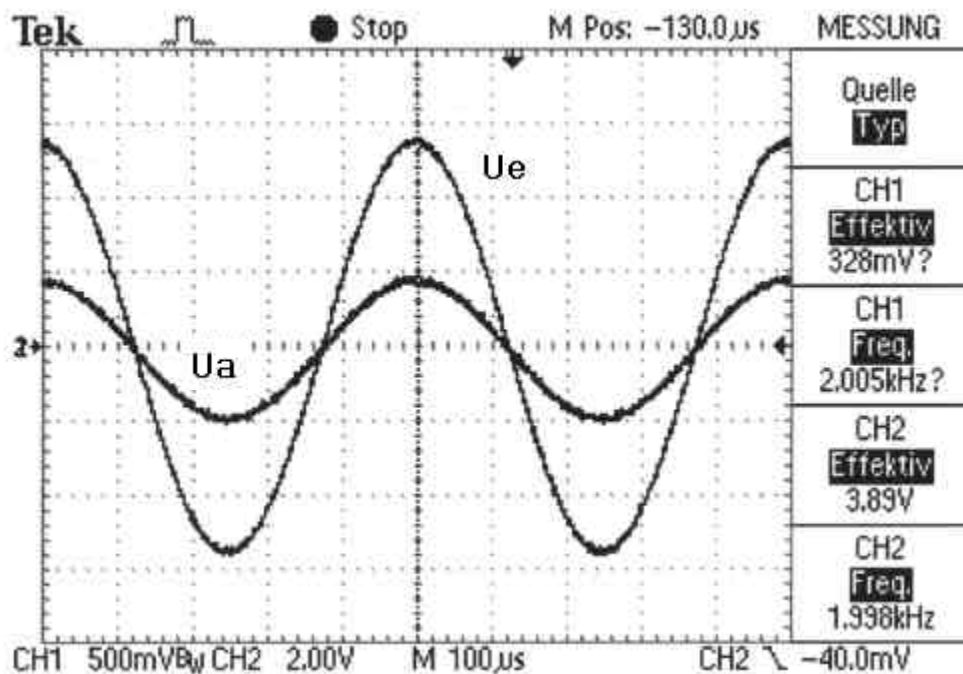


## MESSPROTOKOLL Schnittstellenadapter:

### Messung des Abschwächerglieds :

Das Signal vom Lautsprecherausgang des Funkgerätes hat einen Maximalpegel von ca. 11Vss. Am Eingang des DSP - Boards sollten jedoch Linepegel anliegen, welche eine maximale Amplitude von 1Vss zulassen. Für die Abschwächung sorgt ein Spannungsteiler mit Spannungsfolger.

### Messung:

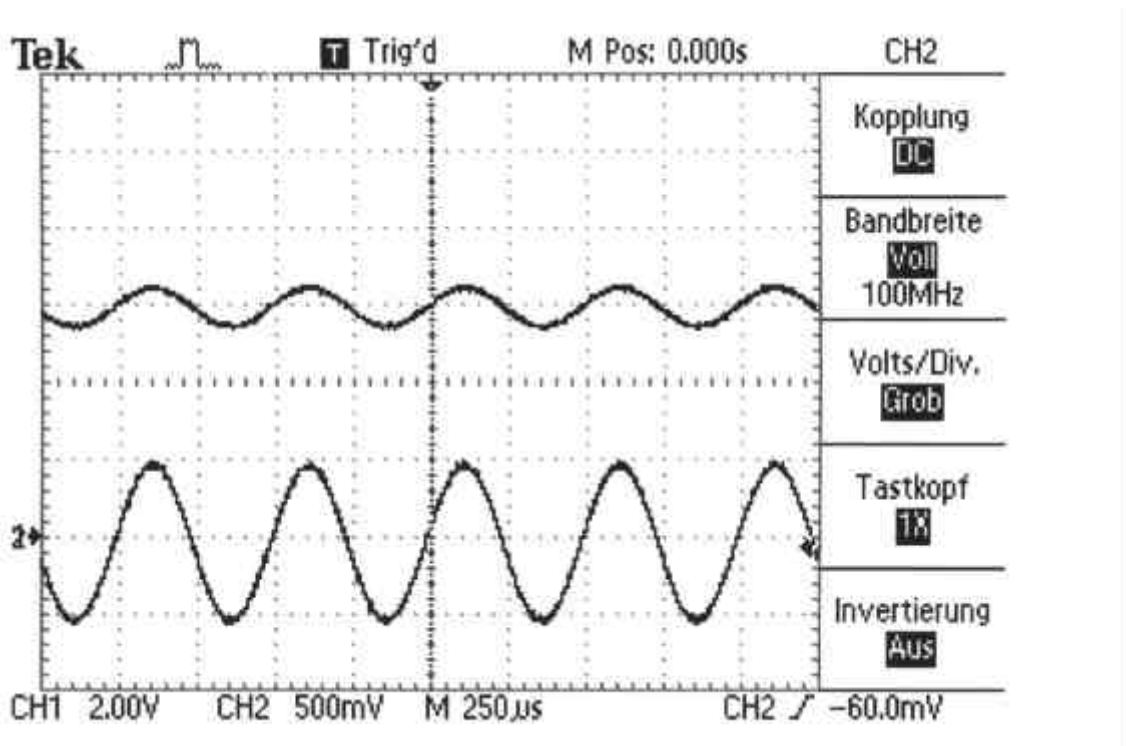


Das Eingangssignal (Ue) liegt auf CH2 und besitzt eine Amplitude von 11Vss. Die Schaltung schwächt dieses Signal nun auf Ua (CH1) = 1Vss, also den erwünschten Linepegel ab, wobei es zu keinerlei Phasendrehung kommt.

## Messung der Offsetzugabe :

Das Mikrophon hat am Ausgang einen überlagerten Offset von 6 VDC, ohne den das Funkgerät nicht funktioniert. Dieser Offset wird vom DSP-Board entfernt, und muss von dieser Schaltung wiederhergestellt werden (Details siehe Dokumentation).

### Messung:

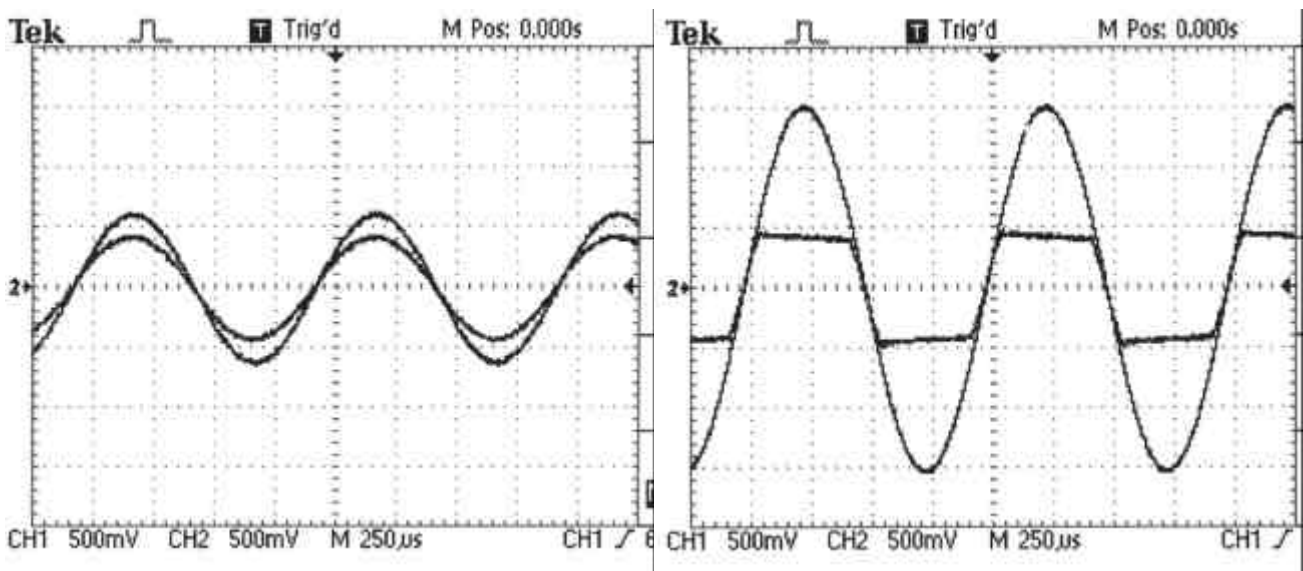


Deutlich zu erkennen ist hier die Offsetzugabe von 6 VDC. Das untere Signal stellt das Eingangssignal ohne Offset dar, während das obere Signal das Ausgangssignal der Schaltung mit Offset darstellt. Keine erkennbaren Phasenverschiebungen ersichtlich.

## MESSPROTOKOLL Limiter:

Der Limiter funktionierte wie bereits simuliert, jedoch mit einer konstanten Abschwächung um den Faktor 0,7. Es stellte sich heraus, dass diese Abschwächung von dem mit 10 k $\Omega$  zu groß dimensionierten Serienwiderstand R6 herrührte, obwohl er sich durch die viel hochohmigeren Eingangswiderstände der OPs kaum auf den Spannungspegel auswirken sollte. Jedenfalls brachte eine Änderung des Widerstandswertes auf 470  $\Omega$  wesentliche Besserungen.

### Messungen:



Links ist die konstante Abschwächung um Faktor 0,7 vor der Änderung zu sehen, und auf der rechten Seite erkennt man die Begrenzung des viel zu großen Eingangssignals auf 1Vss.

### Randbemerkung:

Das ständige Hin- und Herschalten der Ausgänge von Komperator U1:A und U1:B kann durch den Einbau einer Schalthysterese beseitigt werden. Dazu habe ich einfach einen hochohmigen Widerstand ( 4,7 M $\Omega$  ) bei U1:A zwischen Pin 1 und Pin 2, bei U1:B zwischen Pin 5 und Pin 7, angebracht. So wurden aus den beiden Komperatoren zwei Schmitttrigger.

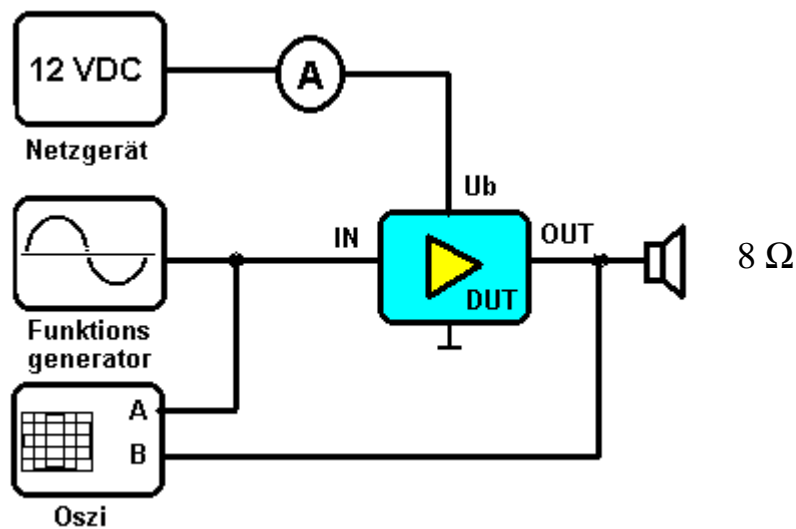
## MESSPROTOKOLL Verstärker:

### Ziele:

- ⇒ Bestimmung der min. und max. Pegel/Verstärkung
- ⇒ Aufnahme des Frequenzganges des Verstärkers
- ⇒ Klirrfaktormessung

### Bestimmung der min. und max. Pegel/Verstärkung

#### Messschaltung:



Messfrequenz = 1 kHz

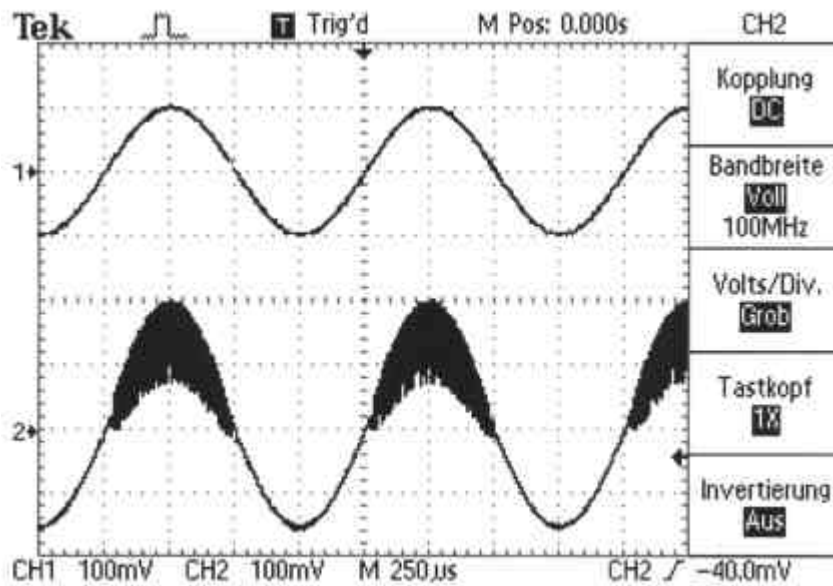
### Messergebnisse:

Verstärkung:	min. v = 3	max. v = 11
Max. Ausgangsspannung:	10 V <sub>ss</sub>	
Nennstrom bei U <sub>A</sub> = 8.8V:	412 mA	
Max. Stromaufnahme:	468 mA	
Max. Ausgangsleistung:	1.56 W	
Nennausgangsleistung:	1.21 W	
Max. Kühlkörpertemperatur:	53 °C	

Veranschaulichung der Messergebnisse zur Verstärkung :

◆ Mindestverstärkung

Es trat bei kleinen Verstärkungen (bist  $v = 3$ ) eine unerwünschte Instabilität auf. Über dieser Mindestverstärkung funktionierte die Schaltung einwandfrei. Da der Verstärker von uns immer mit konstanter Verstärkung  $v = 11$  betrieben wird, spielt diese Störung jedoch keine Rolle.



Deutlich zu sehen: Instabilität der Schaltung bei  $v < 3$  ,  $U_e \dots CH1$ ,  $U_a \dots CH2$

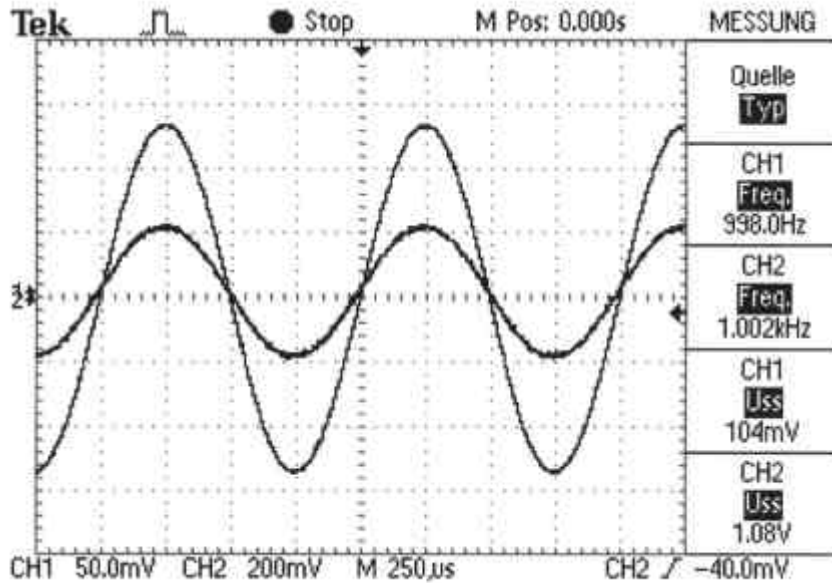
◆ Maximalverstärkung:

Bei höchstem Einstellwert des Potentiometers R3 (2.5 k $\Omega$ ) erhielt ich eine maximale Verstärkung um Faktor 11. Diese Maximalverstärkung weicht etwas von der Berechnung ab, ist aber immer ausreichend für unsere Zwecke.

◆ Clipping:

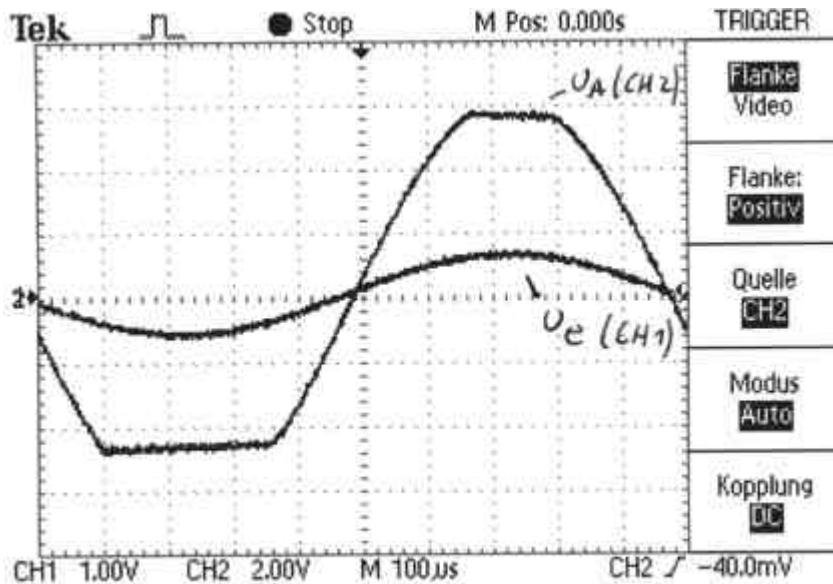
Wie meine Messungen zeigen, kann der TDA2003 bei meiner Beschaltung keine Spannungen größer 10 V<sub>ss</sub> am Ausgang treiben ( $U_b = 12$  VDC). Da uns eine Leistung von ca. 1W am Lautsprecher ( 8  $\Omega$  ) genügt, ist dieser Maximalpegel vertretbar.

Messergebnis zu Maximalverstärkung



$U_e (CH 1) = 100mV_{ss}$ ,  $U_a (CH 2) = 1100 mV_{ss} \Rightarrow v = 11 \dots$  Maximalverstärkung

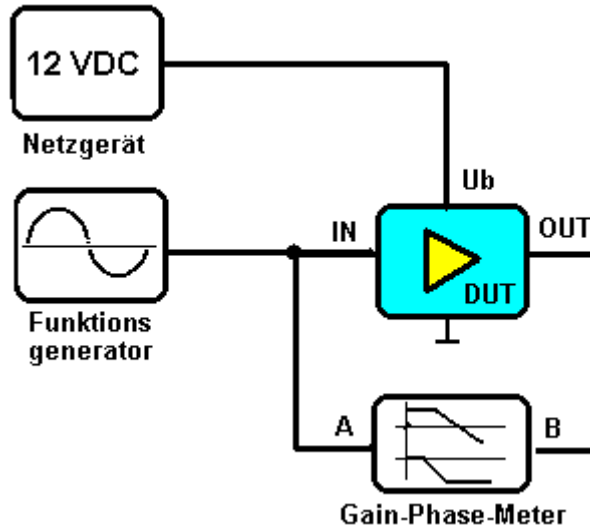
Messergebnis zu Clipping



Hier ist die Spannungsbegrenzung der Verstärkerstufe bei theoretischen Ausgangsspannungen über 10 V<sub>ss</sub> sehr gut zu erkennen.

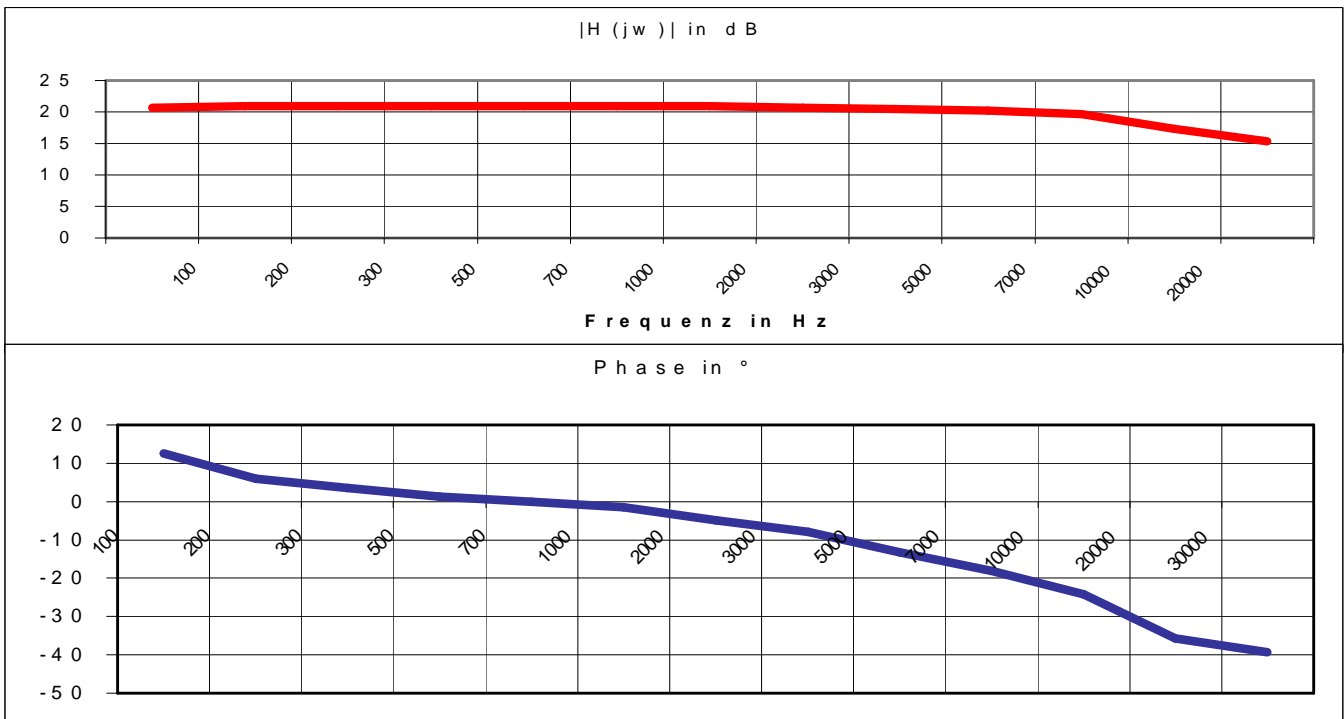
**Frequenzgang bei Nennbelastung 8 W,  $U_e = 0.8$ ,  $V_{ss} v = 11$ :**

Messschaltung:



Gewünschte Verstärkung in dB =  $20 \cdot \log(11) = 20.8$  dB soll konstant sein!

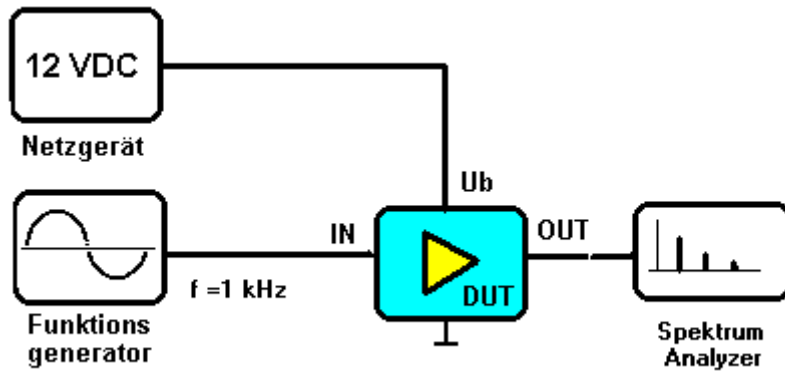
Frequenz in Hz:	100	200	300	500	700	1k	2k	3k	5k	7k	10k	20k	30k
Phase in °	12,5	6	3,6	1,3	0	-1,4	-4,9	-7,9	-13,3	-18,1	-24,2	-36	-39,4
$ H(j\omega) $ in dB	20,7	20,9	20,9	20,9	20,9	20,9	20,9	20,7	20,5	20,2	19,6	17,3	15,3



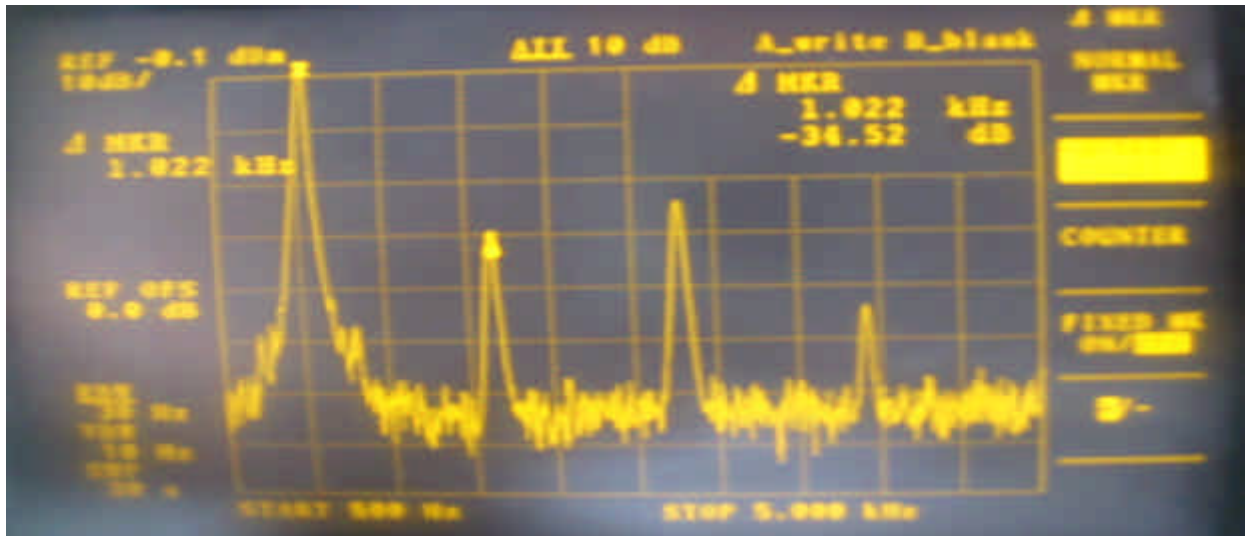


## Klirrfaktormessung

Messschaltung:



Bei der Oberwellenmessung erhielt ich folgende Pegel:



Grundwelle

2. Oberwelle

1. Oberwelle

3. Oberwelle

Schwingung	Frequenz	Pegel (dBm)	Pegel(mW)	Pegel(mVeff)
Grundwelle	1000 Hz	1,4	1,38	262.715
Oberwelle 2.Ordnung	2000 Hz	-29,92	1,019E-03	7,1365 E-03
Oberwelle 3.Ordnung	3000 Hz	-25,07	3,11E-03	12,473E-03
Oberwelle 4.Ordnung	4000 Hz	-56,5	2,24E-06	334,5685E-06

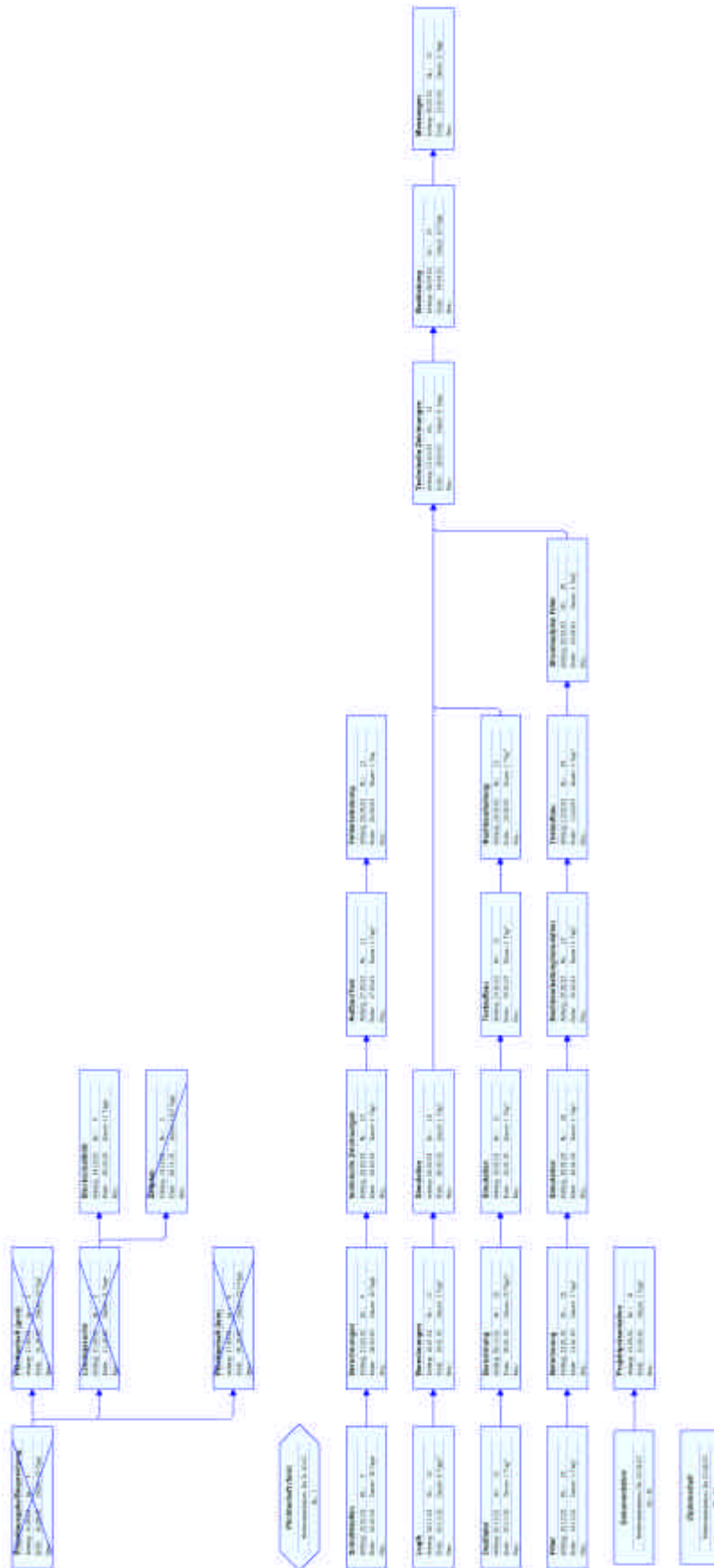
$$U_{GW} := 1.38 \cdot 10^{-3} \quad U_{OW2} := 1.0186 \cdot 10^{-6} \quad U_{OW3} := 3.112 \cdot 10^{-6} \quad U_{OW4} := 2.239 \cdot 10^{-9}$$

$$k_1 := \frac{U_{OW2}}{U_{GW}} \quad k_2 := \frac{U_{OW3}}{U_{GW}} \quad k_3 := \frac{U_{OW4}}{U_{GW}} \quad k_{ges} := \sqrt{\frac{k_1^2 + k_2^2 + k_3^2}{1 + k_1^2 + k_2^2 + k_3^2}} \cdot 100 \Rightarrow k_{ges} = 0.237$$

Aus den gemessenen Werten ergibt sich ein Gesamtklirrfaktor von 0.237%



## 9.2 Zeitplan



## 9.3 Arbeitskalender

### Sandholzer Markus

Lf. Nr.	Datum	s/p	Stunden	Art der Tätigkeit
1	01.10.2002	p	,5 h	CB - Funk Schaltplan studieren
2	02.10.2002	p	1,0 h	Kodierungskonzept
3	10.10.2002	s	4,0 h	Blockschaltbild
4	14.10.2002	p	4,0 h	Bandpasskonzept erstellen
5	17.10.2002	s	4,0 h	Pflichtenheft
6	22.10.2002	p	4,0 h	Bauteile suchen
7	24.10.2002	s	4,0 h	CB - Funk Messungen
8	24.10.2002	p	2,0 h	Protokoll "Anschlussbelegung Mic I" erstellen
9	28.10.2002	s	4,0 h	CB - Funk Messungen, Schaltplan
10	01.11.2002	p	2,5 h	Protokoll "Anschlussbelegung Mic II" erstellen
11	04.11.2002	p	2,0 h	Überarbeitung Pflichtenheft fein
12	07.11.2002	s	4,0 h	Stecker und Buchsen suchen; Zeitplan am PC
13	11.11.2002	s	1,0 h	Datenblatt FCE4052 (MUX)
14	14.11.2002	s	4,0 h	Stromlaufplan Schnittstellenadapter
15	15.11.2002	p	14,0 h	Elektronika: Bauteilinformation; Stecker für MIC - Buchse
16	21.11.2002	s	4,0 h	Layout Schnittstellenadapter
17	28.11.2002	s	2,0 h	Schnittstellenadapter - Fehlerausmärzen
18	05.12.2002	s	4,0 h	Layout und Gerberfile erstellen
19	12.12.2002	s	4,0 h	Quarz für Oszillator suchen
20	19.12.2002	s	4,0 h	Berechnung Oszillator
21	09.01.2003	s	4,0 h	Oszillator im PSpice simulieren
22	20.01.2003	s	2,0 h	Zwischenpräsentation vorbereiten
23	20.01.2003	p	1,0 h	Homepage Gestaltung
24	23.01.2003	s	4,0 h	Zwischenpräsentation vorbereiten
25	23.01.2003	p	1,0 h	Bauteilelsite erstellen
26	27.01.2003	s	2,0 h	Zwischenpräsentation vorbereiten
27	28.01.2003	s	4,0 h	Zwischenpräsentation vorbereiten
28	28.01.2003	p	3,0 h	Zwischenpräsentation vorbereiten
29	29.01.2003	p	1,0 h	Zwischenpräsentation vorbereiten
30	30.01.2003	s	4,0 h	Zwischenpräsentation
31	03.02.2003	p	2,0 h	Counter und Toggle Flip Flop suchen
32	04.02.2003	s	4,0 h	Aufbau Quarzoszillator
33	04.02.2003	p	3,0 h	Fehlersuche mit PSpice
34	06.02.2003	s	4,0 h	Quarzoszillator: Aufbau und Testen
35	16.02.2003	p	2,0 h	Webdesign
36	18.02.2003	s	4,0 h	Oszillator Entwicklung
37	18.02.2003	p	2,0 h	Oszillator Entwicklung
38	18.02.2003	p	2,0 h	Frequenzteiler
39	20.02.2003	s	4,0 h	Oszillator Berechnungen
40	25.02.2003	s	5,0 h	Oszillator Aufbau
41	27.02.2003	s	4,0 h	Messungen Verstärker, Addierer
42	28.02.2003	s	4,0 h	Planung SA 2.0
43	01.03.2003	s	4,0 h	Aufbau SA 2.0
44	01.03.2003	p	1,0 h	Vorführen SA 2.0
45	01.03.2003	p	2,0 h	SA 2.0 mit PCAD - Schematic zeichnen
46	03.03.2003	p	3,0 h	SA 2.0 mit PCAD - PCB zeichnen
47	04.03.2003	s	4,0 h	SA - Generalbesprechung + Änderung der Schaltung
48	06.03.2003	s	4,0 h	Bauteile für Teiler studieren
49	11.03.2003	s	4,0 h	Teiler in PSpice simulieren
50	13.03.2003	s	4,0 h	Zeitplan und Pflichtenheft aktualisieren
51	15.03.2003	p	3,0 h	Bauteile für SA in PCAD - Schematic erstellen
52	16.03.2003	p	3,0 h	Layout für SA 2.0 zeichnen
53	17.03.2003	p	2,0 h	Gerberfile erstellen & Anpassung auf Leiterplattenproduktion
54	18.03.2003	s	4,0 h	Bauteile erstellen in PCAD

55	18.03.2003	p	2,0 h	Bauteile erstellen in PCAD
56	19.03.2003	p	3,5 h	Stromlaufplan FLIRT
57	20.03.2003	p	5,0 h	Vortrag: Spitzenströme und Blitzschutz
58	23.03.2003	p	4,5 h	Layout Flirt
59	24.03.2003	p	3,5 h	Layout Flirt incl. aller Beschriftungen
60	25.03.2003	p	3,5 h	Homepage Gestaltung
61	27.03.2003	s	4,0 h	SA - Test
62	27.03.2003	p	2,0 h	Homepage Gestaltung
63	29.03.2003	p	3,5 h	SA - Fehlerbehebung und Messungen
64	01.04.2003	s	4,0 h	Fehlersuche Sa 2.0
65	01.04.2003	p	1,0 h	Messung PTT - Taste - Impulsauswirkungen
66	03.04.2003	s	4,0 h	Fehlerdiagnose SA 2.0
67	03.04.2003	p	1,0 h	Fehlerdiagnose SA 2.0
68	05.04.2003	p	5,0 h	SA - Testen und Fehlerbehebung
69	08.04.2003	s	4,0 h	PTT - Tastensignalweg neu planen und realisieren
70	08.04.2003	p	2,0 h	Endtest: Sendeweg und PTT - Signalweg
71	10.04.2003	s	4,0 h	Brummquelle eliminieren
72	10.04.2003	p	1,0 h	Test des SA 2.0
73	11.04.2003	p	3,5 h	Zusammenstellen Stromlaufpläne und Layout
74	14.04.2003	p	8,0 h	Diplomarbeit schreiben
75	14.04.2003	p	2,0 h	Scannen diverser Objekte
76	15.04.2003	p	10,0 h	Diplomarbeit schreiben
77	15.04.2003	p	2,0 h	Stückliste für Diplomarbeit erstellen
78	16.04.2003	p	9,0 h	Diplomarbeit schreiben
79	17.04.2003	p	9,0 h	Diplomarbeit schreiben
80	18.04.2003	p	8,0 h	Diplomarbeit schreiben
81	24.04.2003	s	4,0 h	Diplomarbeit schreiben
82	24.04.2003	p	1,0 h	Flirtmodul inbetriebnahme
83	26.04.2003	p	2,0 h	Herleitung FET - Oszillator
84	28.04.2003	p	8,0 h	Aufbau Flirt; Messung Counter; Berechnung Oszillaor
85	29.04.2003	s	4,0 h	Fehlerdiagnose Teiler
86	29.04.2003	p	5,0 h	Fehlerausmätzung + Diplomarbeit schreiben
87	03.05.2003	p	2,0 h	Flirtmodul testen
88	05.05.2003	s	2,0 h	Flirtmodul testen
89	05.05.2003	p	3,0 h	Kurzbeschreibung; Gruppeneinteilung
90	06.05.2003	s	4,0 h	Teiler fertigstellen
91	06.05.2003	p	4,0 h	Diplomarbeit schreiben
92	07.05.2003	p	6,5 h	Diplomarbeit schreiben
93	08.05.2003	s	4,0 h	Diplomarbeit schreiben
94	09.05.2003	p	6,0 h	Diplomarbeit schreiben

h ges privat	187,5 h
h ges schulisch	154,0 h
h ges	341,5 h

### Abkürzungen:

s... schulische Stunden

p... private Stunden



## Hug Elisabeth

Lf. Nr.	Datum	s/p	Stunden	Art der Tätigkeit
1	19.09.2002	s	4,0 h	Projekteinteilung
2	26.09.2002	s	4,0 h	Grobpflichtenheft
3	03.10.2002	s	4,0 h	Aufteilung der Gruppen, Erklärung des Projektes
4	10.10.2002	s	4,0 h	Blockschaltbild
5	14.10.2002	p	3,0 h	Pflichtenheft
6	17.10.2002	s	4,0 h	Zeitplan, Abstracts
7	24.10.2002	s	4,0 h	Pegelmessungen CB-Funk
8	31.10.2002	s	4,0 h	Pflichtenheft, Mikrofon ausmessen
9	07.11.2002	s	4,0 h	Pflichtenheft, Zeitplan erstellen
10	14.11.2002	s	4,0 h	Bauteile für Verstärker
11	15.11.2002	p	14,0 h	Elektronika: Bauteilinformation;
12	21.11.2002	s	4,0 h	Tiefpass suchen
13	28.11.2002	s	4,0 h	Pegelmessungen
14	05.12.2002	s	4,0 h	Bauteile suchen, Filter suchen
15	12.12.2002	s	4,0 h	Datenblätter für Filter
16	19.12.2002	s	4,0 h	Projektbesprechung
17	09.01.2003	s	4,0 h	Filter berechnen
18	13.01.2003	p	1,0 h	Vorbereitung Zwischenpräsentation
19	14.01.2003	s	4,0 h	Filterberechnung
20	16.01.2003	s	4,0 h	Filterberechnung
21	20.01.2003	p	2,0 h	Powerpointpräsentation
22	23.01.2003	s	4,0 h	Powerpoint, Filter simulieren
23	27.01.2003	p	2,0 h	Zwischenpräsentation Vorbereitung
24	28.01.2003	p	1,0 h	Zwischenpräsentation Vorbereitung
25	29.01.2003	p	1,0 h	Zwischenpräsentation Vorbereitung
26	30.01.2003	s	4,0 h	Zwischenpräsentation
27	04.02.2003	s	4,0 h	Simulation Filter, Messung am Microfon
28	06.02.2003	s	4,0 h	Filter Dimensionierung und Simulation
29	18.02.2003	s	4,0 h	Filterdimensionierung neu
30	18.02.2003	p	2,5 h	Hochpassfilter Berechnung und Simulation
31	19.02.2003	p	2,0 h	Bauteile suchen und bestellen
32	20.02.2003	s	4,0 h	Hoch-, Tief- und Bandpass berechnen und simulieren
33	25.02.2003	p	4,0 h	Bandpass simulieren
34	27.02.2003	s	4,0 h	Multiplizierer Aufbau
35	28.02.2003	p	3,0 h	Multiplizierer Messung
36	01.03.2003	p	4,5 h	Multiplizierer drucken, Berechnung des Verstärkers
37	04.03.2003	s	4,0 h	Multiplizierer Berechnungen
38	06.03.2003	s	4,0 h	Hochpassfilter Aufbau und Messung
39	11.03.2003	s	4,0 h	Tiefpassfilter Aufbau und Messung
40	13.03.2003	s	4,0 h	Zeitplan und Pflichtenheft überarbeiten
41	17.03.2003	p	2,0 h	Pflichtenheft überarbeiten
42	18.03.2003	s	4,0 h	Bauteile erstellen in PCAD
43	18.03.2003	p	2,0 h	Bauteile erstellen in PCAD
44	19.03.2003	p	3,5 h	Stromlaufplan erstellen
45	20.03.2003	s	4,0 h	Layout ertellen
46	25.03.2003	s	4,0 h	Layout, Bestückung des Schnittstellenadapters
47	27.03.2003	s	4,0 h	Bestückung Schnittstellenadapter, Test, Fehler
48	01.04.2003	s	4,0 h	Fehlerbehebung Schnittstellenadapters
49	02.04.2003	p	1,0 h	Fehlerbehebung Schnittstellenadapters
50	03.04.2003	s	4,0 h	Fehlerbehebung Schnittstellenadapters
51	05.04.2003	p	3,0 h	Fehlerbehebung Schnittstellenadapters
52	08.04.2003	s	4,0 h	Aufbau Flirt
53	09.04.2003	p	1,0 h	Aufbau Flirt
54	10.04.2003	s	4,0 h	Aufbau Flirt

55	10.04.2003	p	1,0 h	Aufbau Flirt
56	14.04.2003	p	5,0 h	Diplomarbeit schreiben
57	15.04.2003	p	6,0 h	Diplomarbeit schreiben
58	16.04.2003	p	5,0 h	Diplomarbeit schreiben
59	17.04.2003	p	6,0 h	Diplomarbeit schreiben
60	18.04.2003	p	2,0 h	Diplomarbeit schreiben
61	19.04.2003	p	1,0 h	Bauteile kaufen
62	24.04.2003	s	4,0 h	Aufbau Flirt
63	24.04.2003	p	1,0 h	Testen Flirt, Fehlersuche
64	29.04.2003	s	4,0 h	Fehlersuche Flirt, Diplomarbeit
65	30.04.2003	p	2,0 h	Diplomarbeit schreiben
66	01.05.2003	p	5,0 h	Diplomarbeit schreiben
67	03.05.2003	p	3,5 h	Fehlersuche Flirt
68	06.05.2003	s	4,0 h	Fehlerbehebung Flirt
69	07.05.2003	p	6,0 h	Diplomarbeit schreiben
70	08.05.2003	p	2,0 h	Diplomarbeit zusammenstellen
71	08.05.2003	s	4,0 h	Diplomarbeit zusammenstellen
72	09.05.2003	p	4,0 h	Diplomarbeit Ausdruck
73	10.05.2003	p	3,0 h	Filter Fehlerbehebung
74	12.05.2003	s	4,0 h	Filter Neuberechnung und Aufbau
75	12.05.2003	p	5,0 h	Diplomarbeit Fehlerbehebung

h ges privat	110,0 h
h ges schulisch	164,0 h
h ges	274,0 h

## Schranz Christoph

Datum	s / p	Stunden	Tätigkeit
03.10.2002	s	4	Besprechung / Informationsbeschaffung Kodierung
08.10.2002	p	3	Blockschaltbild zeichnen / Informationsbeschaffung Kodierung
10.10.2002	s	4	Besprechung mit Betreuer / prinzipieller Aufbau
17.10.2002	s	4	Pflichtenheft
24.10.2002	s	4	Ausmessungen am CB – Funk
31.10.2002	s	4	Ausmessungen am CB – Funk
06.11.2002	p	2	Informationsbeschaffung Netzteilschaltungen
07.11.2002	s	4	Informationsbeschaffung Netzteil / Berechnung / Schaltplan erstellen
14.11.2002	s	4	Heraussuchen / Bestellen der Bauteile für das Netzteil
21.11.2002	s	4	Schaltplan erstellen / Layouten (PCAD)
29.11.2002	s	4	Layouten
05.12.2002	s	4	Informationsbeschaffung SHARC - EZ – KIT
17.12.2002	p	2	Informationsbeschaffung SHARC - EZ – KIT
19.12.2002	s	4	Überarbeitung des Layouts und Gerberfile erstellen
09.01.2003	s	4	Bauteilbeschaffung / Print bohren / Informationsbeschaffung SHARC
16.01.2003	s	4	Bestückung Netzteil und grobe Vorbereitung für Zwischenpräsentation
23.01.2003	s	4	Netzteil testen / Erster Kontakt mit SHARC - EZ –KIT
29.01.2003	p	3	Vorbereitung Zwischenpräsentation
30.01.2003	p	2	Vorbereitung Zwischenpräsentation
30.01.2003	s	4	Zwischenpräsentation
06.02.2003	s	4	Ausprobieren der SHARC – Umgebung



- VOICE ENCODING SYSTEM FOR ANALOGOUS AUDIO SIGNALS -

08.02.2003	p	2	Informationsbeschaffung SHARC - EZ – KIT
20.02.2003	p	3	Testen der verschiedenen Beispielprogramme
24.02.2003	p	4	Experimente mit SHARC - EZ –KIT
25.02.2003	s	4	Programmierung der Modulation
27.02.2003	s	4	Optimierung der Modulation
28.02.2003	s	4	Programmierung allgemein
29.02.2003	p	2	Auffrischen der C – Kenntnisse
01.03.2003	p	4	Tag der offenen Tür
04.03.2003	s	4	Filterdesign mit Matlab
06.03.2003	s	4	Programmierung des Bandpasses mit Array und Schleifen
11.03.2003	s	4	Fehlersuche, da Programm mit Arrays und Schleifen nicht funktionierte
12.03.2003	p	4	Fehlersuche und Optimierung
13.03.2003	s	4	Programmierung des Bandpasses
17.03.2003	p	4	Informationsbeschaffung C – Befehle
18.03.2003	s	4	Optimierung / Bandpassmessungen
20.03.2003	s	4	Zusammenschaltung von Multiplikation mit Ein- und Ausgangsbandpass
25.03.2003	s	4	Hinzufügen des Dekodierzweiges
28.03.2003	s	4	Optimierung und Testen mit Lautsprecher
01.04.2003	s	4	Schaltplan für das Netzteil der digitalen Lösung fertigen
01.04.2003	p	4	Layouten / Gerberfile erstellen
03.04.2003	s	4	Stückliste fertigen / Bauteilbeschaffung / Diplomarbeit
08.04.2003	s	4	Bauteilbeschaffung / Informationsbeschaffung SHARC - EZ -KIT
10.04.2003	s	4	Print bohren, bestücken / Trafo bestellt
14.04.2003	p	7	Diplomarbeit / Rechteckverhalten
15.04.2003	p	6	Diplomarbeit / Experimentieren mit LED auf SHARC
16.04.2003	p	6	Diplomarbeit
17.04.2003	p	3	Diplomarbeit
18.04.2003	p	5	Diplomarbeit
20.04.2003	p	3	Diplomarbeit
21.04.2003	p	5	Informationsbeschaffung IIR - Filter / Diplomarbeit
22.04.2003	p	5	Informationsbeschaffung bilineare Transformation / Diplomarbeit
24.04.2003	s	4	Diplomarbeit
29.04.2003	s	4	Kostenrechnung / Diplomarbeit
04.05.2003	p	1	Diplomarbeit
06.05.2003	s	4	Testen des DSP - Boards -> funktioniert nicht mehr -> Fehlersuche
06.05.2003	p	3	Fehlersuche
07.05.2003	p	8	Diplomarbeit
08.05.2003	s	6	Feinschliff Diplomarbeit

Gesamt schulisch:	142
Gesamt privat:	91

**Scheidbach Daniel**

Datum	Uhrzeit	S/P	Stunden	Tätigkeit
02.10.02	14:00 - 16:30	p	2,5	Nachforschungen Kodierungsmethoden
10.10.02	13:55 - 17:25	s	3,5	Blockschaltbild
13.10.02	9:00 -12:00	p	3	Nachforschungen Verstärkerschaltungen



17.10.02	13:55 - 17:25	s	3,5	Pflichtenheft
21.10.02	15:30 - 17:00	p	1,5	Planung Verstärker
24.10.02	13:55 - 17:25	s	3,5	Ausmessungen am CB-Funk
03.11.02	13:00 -16:00	p	3	Überarbeitung des Pflichtenheftes
07.11.02	13:55 -17:25	s	3,5	Bauteile erstellen für Verstärker (PCAD)
14.11.02	13:55 - 17:25	s	3,5	Bauteile erst. / Schaltplan Verstärker (PCAD)
21.11.02	13:55 -17:25	s	3,5	Schaltplan. Layout Verstärker (PCAD)
28.11.02	13:55 - 17:25	s	3,5	Layout Verstärker (PCAD)
05.12.02	13:55 -17:25	s	3,5	Layout Verstärker/Gerberfile (PCAD)
12.12.02	13:55 - 17:25	s	3,5	Informationsbeschaffung SHARC-EZ-KIT
19.12.02	13:55 -17:25	s	3,5	Informationsbeschaffung SHARC-EZ-KIT
09.01.03	13:55 -17:25	s	3,5	Informationsbeschaffung Kodierungsmethoden
20.01.03	10:00 -12:00	s	2	Zwischenpräsentation vorbereiten
23.01.03	13:55 - 17:25	s	3,5	Zwischenpräsentation vorbereiten
27.01.03	15:00 - 16:30	p	1,5	Verstärkerdokumentation / Bauteilsuche
27.01.03	21:00 - 00:00	p	3	Bauteilsuche / Zwischenpräsentation vorbereiten
28.01.03	7:55 - 11:25	s	3,5	Zwischenpräsentation vorbereiten
28.01.03	11:25 - 12:45	p	1,3	Bauteilvergleich / Besprechung
29.01.03	12:05 - 13:55	p	1,3	Blockschaltbild für Zwischenpr.
29.01.03	15:00 - 17:30	p	2,5	Zwischenpräsentation vorbereiten
30.01.03	13:55 -17:25	s	3,5	Zwischenpräsentation
04.02.03	07:55 - 11:25	s	3,5	Aufbau Verstärker
04.02.03	11:25 - 13:25	p	2	Aufbau Verstärker
06.02.03	13:55 - 17:25	s	3,5	Messung Verstärker
08.02.03	14:00 - 17:00	p	3	Dokumentation Verstärker
09.02.03	14:00 - 16:30	p	2,5	Dokumentation Verstärker / Projektmappe
25.02.03	7:55 -11:25	s	3,5	Programmierung SHARC allg.
27.02.03	13:55 - 17:25	s	3,5	Messungen am Verstärker
28.02.03	13.55 -17:25	s	3,5	Programmierung SHARC allg.
01.03.03	07:55 - 11:25	s	3,5	Programmierung SHARC Bandpass 2. O
04.03.03	07:55 - 11:25	s	3,5	Programmierung SHARC Bandpass 2. O
06.03.03	13:55 - 17:25	s	3,5	Programmierung SHARC Bandpass 10. O
11.03.03	7:55 - 11:25	s	3,5	Programmierung SHARC Bandpass 10. O
11.03.03	14:00 - 16:30	p	2,5	Informationsbeschaffung - C Programmierung
13.03.03	13:55 -17:25	s	3,5	Bandpassmessungen
18.03.03	07:55 -11:25	s	3,5	Programmierung SHARC Bandpass 10. O
23.03.03	15:00 -18:00	p	3	Pflichtenheft
25.03.03	07:55 - 11:25	s	3,5	Programmierung ALLES.C
28.03.03	13:55 -17:25	s	3,5	Planung SA / Gehäuse
01.04.03	07:55 -11:25	s	3,5	Limiter - Simulation im PSPICE
03.04.03	13:55 -17:25	s	3,5	Limiter - Schaltung/Layout im PCAD
08.04.03	07:55 -11:25	s	3,5	Limiter Layout im PCAD
13.04.03	09:30 - 12:00	p	2,5	Planung Gehäuse - Autocad
14.04.03	08:00 - 18:00	p	10	Planung Gehäuse - Autocad / Bauteilbestellung

15.04.03	08:00 - 19:00	p	11	Planung Gehäuse - Autocad / SA im PCAD
16.04.03	08:00 - 18:00	p	10	Layout SA im PCAD
17.04.03	08:00 - 18:30	p	10,5	Dokumentation - Diplomarbeit
18.04.03	08:00 - 18:00	p	10	Dokumentation - Diplomarbeit
19.04.03	09:00 - 11:30	p	2,5	Dokumentation - Diplomarbeit
22.04.03	09:00 - 11:00	p	2	Dokumentation - Diplomarbeit
23.04.03	13:00 - 16:00	p	3	Korrekturen in den Layouts / Gerberfiles
24.04.03	08:00 - 10:30	s	2,5	Korrekturen Gehäuseplanung
25.04.03	12:15 - 13:15	p	1	Korrekturen Gehäuseplanung
28.04.03	9:45 - 18:05	p	8,3	Bestückung SA / Limiter / Verstärker
29.04.03	7:55 - 11:25	s	3,5	Messungen am Limiter / SA
29.04.03	11:25 - 14:25	p	3	Messungen am SA / Verstärker
03.05.03	12:00 - 18:00	p	8	Dokumentation - Diplomarbeit
04.05.03	8:00 - 11:00	p	3	Dokumentation - Diplomarbeit
04.05.03	13:00 - 18:00	p	5	Dokumentation - Diplomarbeit
05.05.03	14:30 - 17:30	p	3	Messprotokolle SA/Limiter
06.05.03	7:55 - 11:25	s	3	Fehlerkorrektur SA/Limiter
06.05.03	13:00 - 20:00	p	7	Dokumentation - Diplomarbeit
06.05.03	22:00 - 1:30	p	3,5	Dokumentation - Diplomarbeit
07.05.03	9:00 - 12:00	p	3	Dokumentation - Diplomarbeit
07.05.03	13:00 - 01:30	p	12,5	Dokumentation - Diplomarbeit
13.05.03	8:00 - 14:00	p	6	Korrektur - Diplomarbeit
<b>Ges. Stunden:</b>		<b>s.... schule:</b>	<b>116</b>	
<b>Ges. Stunden:</b>		<b>p.... privat:</b>	<b>157,4</b>	

**STUNDEN TOTAL: 273,4**



## 9.4 Quellverzeichnis

### Informationen

Buch	Autor	Auflage	Verlag	ISBN Nr.
Halbleiter-Schaltungstechnik	Tietze und Schenk	11	Springer	3-540-64192-0
EZ – KIT - LITE	Analog Devices			
Elemente der angewandten Elektronik	Erwin Böhmer	12	Vieweg	3-528-14090-9

### Programme

Anwendung	Programm	Version	Herausgeber
Simulation	PSpice	8	MicroSim
Layout	PCAD	2001	ACCEL
Textverarbeitung	Office	2000	Microsoft
Zeitplan	Projekt	2001	Microsoft
PDF - Erzeuger	Acrobat Writer	5	Adobe
Blockschaltbilder	Visio	2002	Microsoft
Berechnungen	MATLAB 6	12	MathWorks
Berechnungen	MATHCAD	2000	MathSoft
Kommunikation mit Sharc - Board	EZ – Kit – Lite Host	1.02	Analog Devices
Compiler	G21K		Analog Devices

## 9.5 Danksagung

### Ein herzliches Dankeschön an

- die Lehrer der HTL - Rankweil für ihre kompetente Ausbildungstätigkeit
- Herrn Direktor Dipl. Ing. Hermann Kert für die Leitung der Anstalt und Unterstützung der Schülerprojekte
- unseren Jahrgangsvorstand Dipl. Ing. Otto Jagschitz für seine Geduld
- unseren Projektleiter Herrn Dipl. Ing. Christoph Büsel für seine Unterstützung
- Herrn FOL Bruno Schatzmann für die schnelle Fertigung unserer Prints
- Herrn FOL Josef Zech für die Hilfe bei mechanischen Problemen
- Herrn Dipl. Ing. Christoph Stüttler für seine Hilfe bei der Programmierung des SHARC's
- Herrn FOL Wilfried Jochum für ein "immer perfekt laufendes" Netzwerk
- die Schulleitung für die perfekte Laborausstattung
- Frau Dr. Gerda Wöllersdorfer für ihre Korrektur der Diplomarbeiten
- unseren Magazineur Herrn Harald Partak für seine Hilfe bei der Bauteilsuche
- die Schulwarten Kurt und Markus für ihre aufmunternden Witze und die Sauberkeit in und um die Schule
- die Firma Spörle für ihre Gratisproben der Bauteile
- unsere Mütter für das Warten aufs Abendessen
- unsere Freundinnen und Freunde für ihre psychische Unterstützung