

# Messtechnik-Protokoll WS 13/14

Moritz Nöltner

10. März 2014

## Inhaltsverzeichnis

<b>Versuch 1</b>	<b>3</b>
1.1 Ohm'sches Gesetz . . . . .	3
1.2 Kennlinie einer Glühlampe . . . . .	5
1.3 Spannungsteiler . . . . .	6
1.4 Messen großer Ströme oder kleiner Widerstände . . . . .	6
<b>Versuch 2</b>	<b>8</b>
2.5 Kennlinie einer pn-Diode (1N4148) . . . . .	8
2.6 Kennlinie einer Schottky-Diode (BAT41) . . . . .	9
2.7 Kennlinie einer Leuchtdiode (rot) . . . . .	9
2.8 Kennlinie der 1N4148 durch Simulation . . . . .	11
2.9 Halbwelengleichrichter . . . . .	12
2.10 Brückengleichrichter . . . . .	18
2.11 Speicherzeit einer Diode . . . . .	22
2.12 Sample-Hold-Schaltung . . . . .	22
<b>Versuch 3</b>	<b>24</b>
3.13 Signalerfassung und Artefakte . . . . .	24
3.14 Aufbau eines Oszillators mit NE555 . . . . .	28
3.15 Hoch- und Tiefpass . . . . .	30
3.16 Untere Grenzfrequenz des Oszilloskop . . . . .	33
3.17 Obere Grenzfrequenz und Bandbreite eines Rechtecksignals . . . . .	36
<b>Versuch 4</b>	<b>38</b>
4.18 Verwendbarer Frequenzbereich von Messleitungen . . . . .	38
4.18.1 Anstiegszeit . . . . .	39
4.19 Tastköpfe . . . . .	40
4.19.1 Anstiegszeit . . . . .	40
4.19.2 Bezugspotential . . . . .	42
4.20 Laufzeitmessung . . . . .	44
4.21 Spektralanalyse . . . . .	46
4.21.1 Resonanzfrequenz, Bandbreite . . . . .	46
4.21.2 Sweep-Messung . . . . .	47
4.21.3 Fourieranalysator . . . . .	47

4.22 FFT . . . . .	48
<b>Versuch 5</b>	<b>51</b>
5.23 Kennlinien eines Transistors . . . . .	51
5.24 Entwurf, Simulation und Aufbau eines Transistorverstärkers (Kollektorschaltung) . . . . .	51
5.25 Entwurf, Simulation und Aufbau eines Transistorverstärkers (Emitterschaltung) . . . . .	55
5.26 Transistor als Schalter . . . . .	62
5.27 Transistor als Schalter mit induktiver Last . . . . .	64
<b>Versuch 6</b>	<b>68</b>
6.28 Differenzverstärker (nur Simulation) . . . . .	68
6.29 Operationsverstärker als nichtinvertierender Verstärker . . . . .	73
6.30 Operationsverstärker als invertierender Verstärker . . . . .	76
6.31 Die realen Schaltungen . . . . .	78
6.32 Opamp als Komparator (Mitkopplung) . . . . .	82
6.33 Operationsverstärker als Negativimpedanzkonverter . . . . .	86
<b>Versuch 7</b>	<b>88</b>
7.34 Verhalten einer Zenerdiode . . . . .	88
7.35 Konstantstromquelle mit FET . . . . .	89
7.36 Entwurf einer einfachen Referenzspannungsquelle . . . . .	90
7.37 Linearregler I . . . . .	91
7.38 Linearregler II . . . . .	93
<b>Versuch 8</b>	<b>95</b>
8.39 Aufbau einer Digitalschaltung auf Platine: Effekt von Filterkondensatoren	95
8.40 Mechanische Schalter in Digitalschaltungen . . . . .	95
8.41 Fehlersuche mit der Triggerfunktion des Logikanalysators . . . . .	95
8.42 Bestimmung eines unbekannten Logikbausteins . . . . .	95
<b>Versuch 9</b>	<b>96</b>
9.43 Digital-Analog-Konverter (DAC) . . . . .	96
9.44 Digitaler Sinusgenerator . . . . .	98
9.45 Aufbau eines ADCs nach dem Wägeverfahren . . . . .	101
9.46 Anzeige des kompletten „Suchbaums“ . . . . .	103
9.47 Geschwindigkeit des Analog-Digital-Wandlers . . . . .	103
9.48 LED-Anzeige . . . . .	103
9.49 Quantisierungsrauschen . . . . .	104

## Versuch 1

In diesem Versuch ging es darum, ein wenig Löterfahrung zu sammeln, das Netzteil und das Multimeter kennen zu lernen und ein paar Messungen bei Gleichstrom durchzuführen. Bevor die eigentlichen Versuche losgehen konnten, bekamen wir zuerst die Werkzeuge, die wir zur Durchführung der Versuche benötigen. Die Wichtigsten darunter waren, die Platine, auf die die meisten Versuche aufgebaut werden, sowie die nötigen Messkabel und Lötwerkzeuge.

### 1.1 Ohm'sches Gesetz

In diesem Versuch wird das Ohm'sche Gesetz an einem Widerstand nachgemessen. Das Skript schlägt 2 verschiedene Möglichkeiten vor, wie die Messgeräte platziert werden könnten:

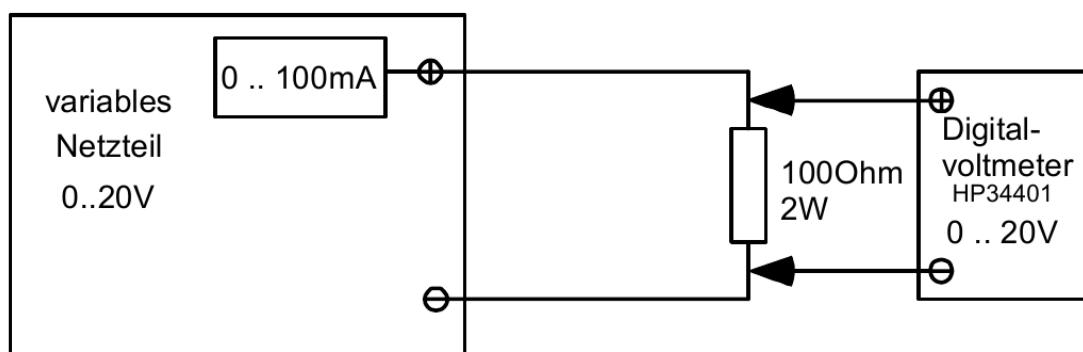


Abbildung 1: Schaltungsvorschlag 1 aus der Praktikumsanleitung

In dieser Schaltung ist das Voltmeter parallel zum zu vermessenden Widerstand geschalten. Dadurch addiert sich sein innerer Leitwert zu dem des Widerstandes und trägt so zum vom Netzteil gemessenen Strom bei. Dieser Effekt ist einer der Gründe, warum man versucht, Voltmeter mit möglichst hohem Innenwiderstand zu bauen, sodass ihr Leitwert im Vergleich mit dem Widerstand nicht ins Gewicht fällt. Unser Testwiderstand hat  $100\Omega$  bei einer Genauigkeit von 1%. Das Multimeter, das wir verwenden, das Agilent HP34401, besitzt in dieser Kombination einen Eingangswiderstand von  $10M\Omega$ [1]. Sein Leitwert ist also  $\frac{1}{100000}$  dessen des Testwiderstandes. Damit ist der Messfehler, den wir durch das Multimeter einführen, um einen Faktor 1000 kleiner als die Toleranz des Testwiderstandes.

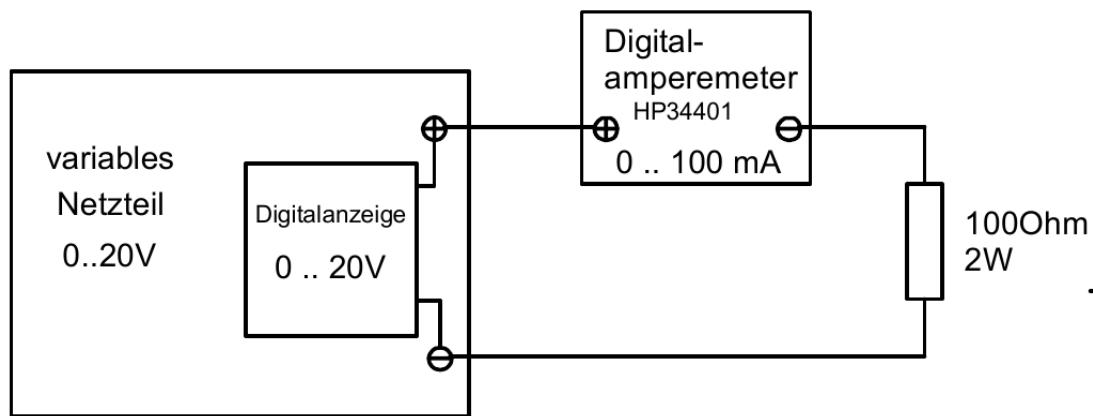


Abbildung 2: Schaltungsvorschlag 2 aus der Praktikumsanleitung

Bei diesem Vorschlag ist das Multimeter als Ampermeter in Serie zum Widerstand geschalten; die Spannung wird durch das im Netzteil integrierte Voltmeter gemessen. Auch hierbei tritt ein der Messgenauigkeit abträglicher Effekt ein: Der Widerstand des Ampermeters und der zuführenden Kabel addiert sich zu unserem Testwiderstand. Falls der so zugefügte Widerstand gering ist, also  $R(\text{Ampermeter}) \ll R(\text{Widerstand})$ , so fällt dieser nicht mehr ins Gewicht, weil er kleiner als die Toleranz wird. Leider ist der Innenwiderstand des Ampermeters in dem Bereich, in dem wir messen wollen, nicht viel kleiner, als unser Testwiderstand. Da wir jedoch den Widerstand des Ampermeters kennen, und mit guter Näherung davon ausgehen können, dass die Kabel einen vernachlässigbaren Anteil zum Gesamtwiderstand beitragen, könnten wir den Effekt aus dem Ergebnis wieder herausrechnen.

Der Schaltplan zum auf der Platine verwendeten Aufbau ist:

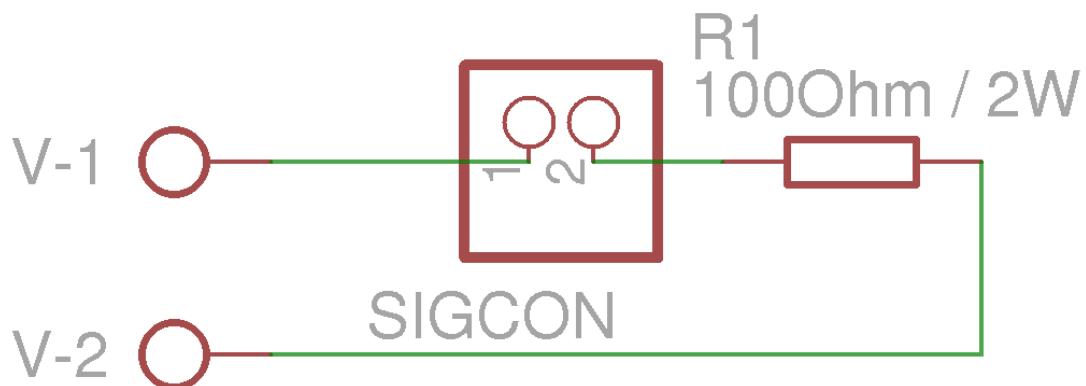
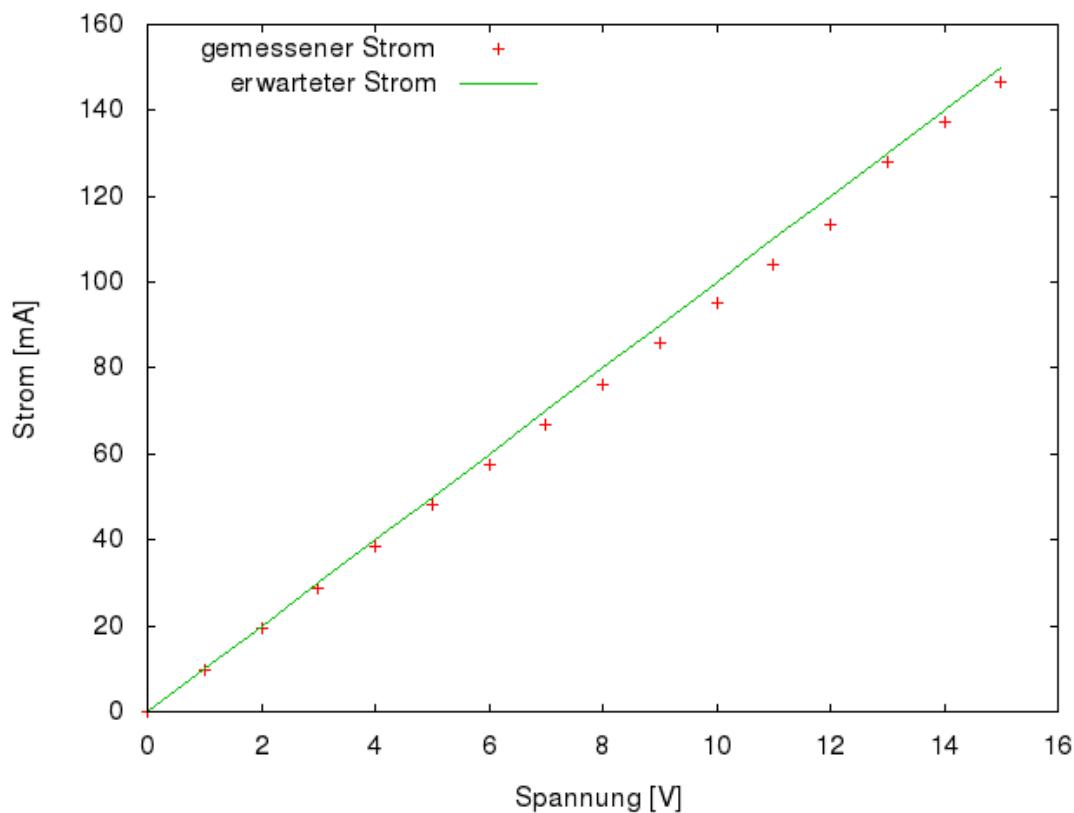


Abbildung 3: Schaltplan zu Schaltungsvorschlag 1

In unserem Versuch habe ich den 2. Schaltungsvorschlag verwendet und damit folgende Kennlinie aufgenommen:

Abbildung 4: Strommessung am  $100\Omega$ -Widerstand

Hier sieht man bis 12 Volt schön die gerade Kennlinie, die man für ein lineares Bauteil wie einen einfachen Widerstand erwarten würde. Allerdings zeigt sich hier der zusätzliche Widerstand des Amperemeters, wodurch die Linie gegenüber der erwarteten Linie verflacht ist. Außerdem zeigen sich bei 12 und 13 V 2 Knicke in der Kurve. Diese stammen nicht vom Widerstand (der sich weiterhin linear verhält), sondern vom Amperemeter. Dessen Innenwiderstand verringert sich nämlich an dieser Stelle von  $5\Omega$  auf  $0.5\Omega$ . Durch den verringerten Gesamtwiderstand steigt der Strom pro Volt an und bei den nächsten Messungen (ab 13V) zeigen sich die größeren, näher an der Erwartung liegenden Werte. Die Verlustleistung des Widerstandes in meinem Aufbau bei 15V beträgt also  $P_{Verlust} = 15V * 146.500mA = 2197.5mW \approx 2.2W$ , der größte Fehler bei  $6.7mV \triangleq 0.059\%$ .

Generell scheint mir der erste Aufbau mit den uns gegebenen Größen also günstiger, da der Messfehler hier zum einen deutlich kleiner als die Toleranz ist, und zum anderen keine Messbereichumschaltungen während der Messung nötig sind.

## 1.2 Kennlinie einer Glühlampe

In diesem Versuch sollte die Kennlinie eines nichtlinearen Bauteils, nämlich einer Glühlampe ermittelt werden. Hierzu ist es sinnvoll, zur Spannungsmessung direkt die Anzeige im Netzteil zu verwenden, und den Strom mit dem Multimeter zu messen, da der Strom der Glühlampe die eigentliche Messgröße ist, und wir ausserdem das Labornetzteil als

Spannungsquelle verwenden, sodass wir im Netzteil eben auch gerade das anzeigen lassen, was das Netzteil tut. Die aufgenommene Kennlinie sieht wie folgt aus:

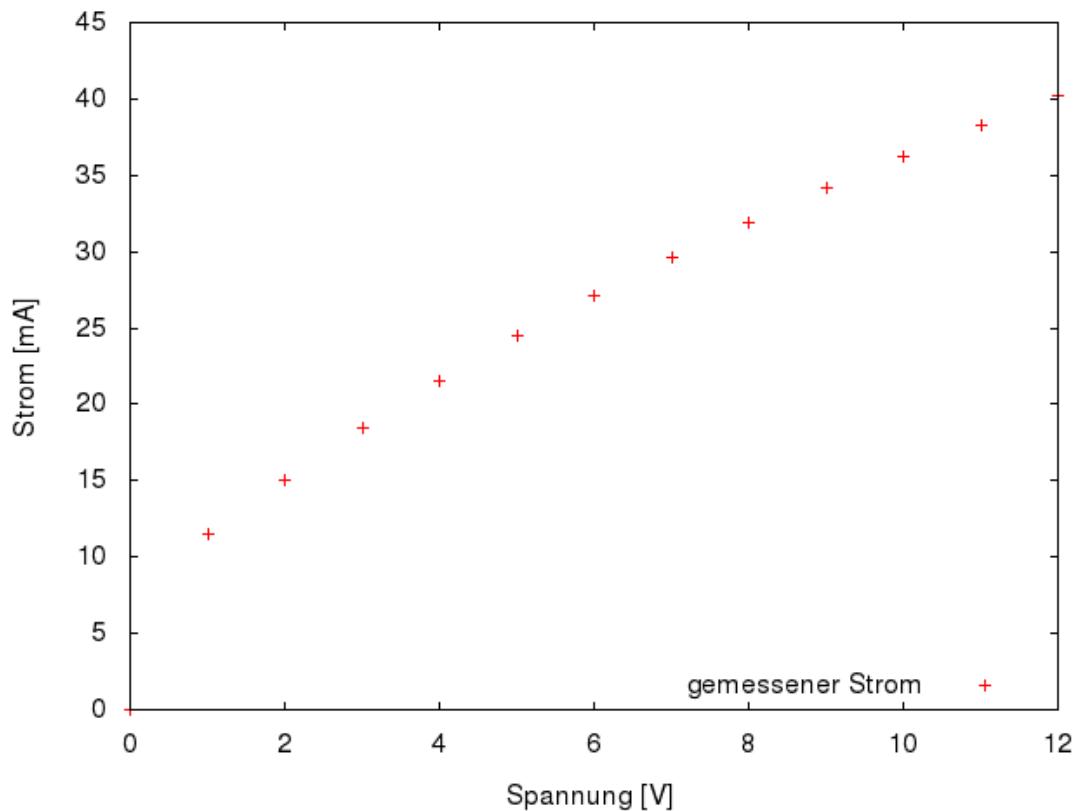


Abbildung 5: Strommessung an einer 12V/40mA-Glühlampe

Die Nichtlinearität der Lampe zeigt sich deutlich in der Kennlinie. Die Nichtlinearität röhrt daher, dass Metalle im allgemeinen einen positiven Temperaturkoeffizienten haben und sich somit bei steigender Temperatur ihr Widerstand erhöht. Da bei Glühlampen die Drahtwendel buchstäblich glüht, zeigt sich der Effekt sehr ausgeprägt.

### 1.3 Spannungsteiler

In diesem Versuch wurde ein einfacher Spannungsteiler aus 2  $10\text{k}\Omega$ -Widerständen aufgebaut und ausgemessen.

$$U_L = U_{Aus} = 7.4773\text{V}, I_{Kurzschluss} = 1.4995\text{mA}$$

$$\Rightarrow R_i = \frac{U_{Leerlauf}}{I_{Kurzschluss}} = 1.0003 * 10^4 \Omega$$

Bei einer idealen Spannungs- oder Stromquelle sollte der Innenwiderstand  $0\Omega$  sein.

### 1.4 Messen großer Ströme oder kleiner Widerstände

In diesem Versuch wurde der Spannungsabfall eines Lastwiderstandes einmal an der Stromquelle und einmal direkt am Widerstand gemessen.

**Messung direkt am Widerstand:**

$$U_{Netzteil} = 1.0V, I_{Netzteil} = 0.915A, U_{Widerstand} : 0.95868V \Rightarrow R = \frac{U_{Widerstand}}{I_{Netzteil}} = 1.0477$$

**Messung am Netzteil:**

$$U_{Netzteil} = 1.0V, I_{Netzteil} = 0.928A, U_{Widerstand} : 0.99647V \Rightarrow R = \frac{U_{Widerstand}}{I_{Netzteil}} = 1.0890$$

Der Einfluss der Messkabel berechnet sich wie folgt:

$$\delta_{U\_Widerstand} = 0.99647V - 0.95868V = 0.037790V$$

$$\Rightarrow Fehler = \frac{\delta_{U\_Widerstand}}{0.95868V} = 0.039419 \stackrel{\wedge}{=} 3.9419\%$$

## Versuch 2

Der Zweite Versuch beschäftigte sich mit Dioden und ihren Eigenschaften. Zum Messen verwendeten wir in diesem Versuch hauptsächlich das Oszilloskop. Außerdem simulierten wir in diesem Versuch unsere Schaltungen zuvor mit pSpice [2].

### 2.5 Kennlinie einer pn-Diode (1N4148)

In diesem Versuch wird die Kennlinie einer Standard-pn-Diode, 1N4148, ausgemessen. Die ermittelte Kennlinie ist im folgenden Diagramm dargestellt. In diesem Versuch wird das Ohm'sche Gesetz an einem Widerstand nachgemessen. Das Skript schlägt 2 verschiedene Möglichkeiten vor, wie die Messgeräte platziert werden könnten:

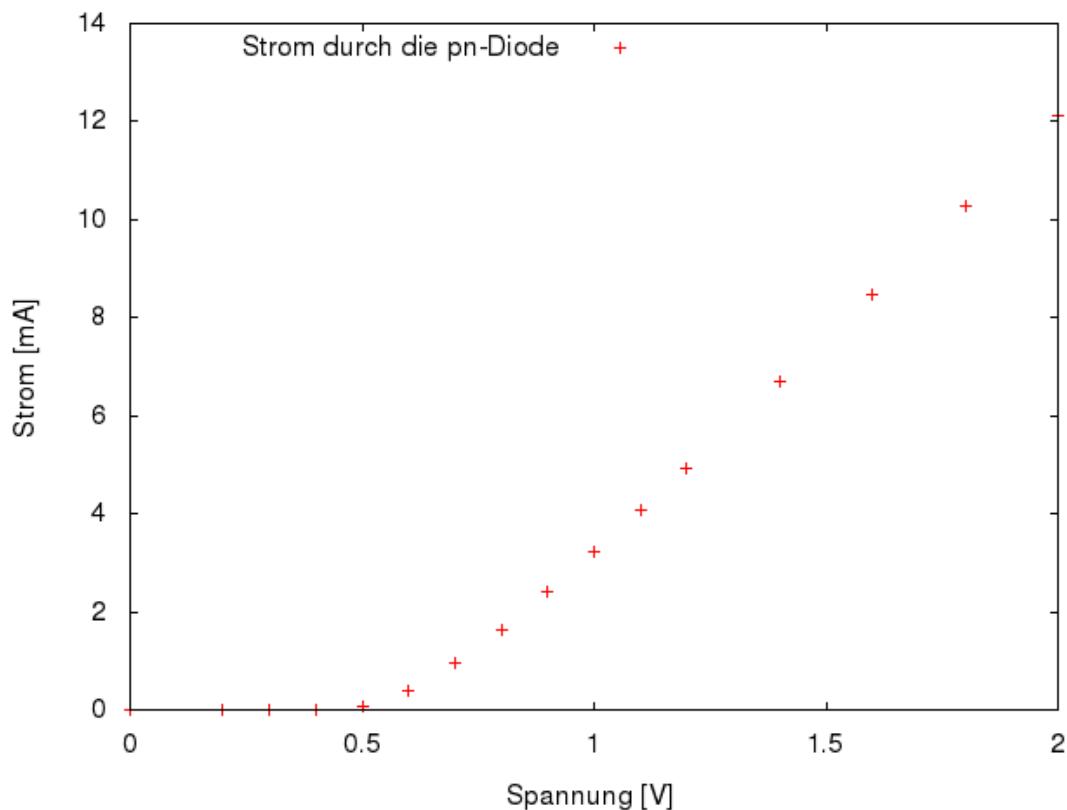


Abbildung 6: Strom in Abhängigkeit der angelegten Spannung

Es zeigt sich schön, dass die Diode bei 0.5 V noch nicht leitet. Erst beim nächsten Messpunkt bei 0.6 V stellt sich ein nennenswerter Strom ein. Dies passt zu den erwarteten Werten von 6.2 V bis 0.72 V Vorwärtsspannung bei 5 mA, die das Datenblatt von NXP angibt.

So kann man den Widerstand berechnen. Es gilt:  $\Delta U / \Delta I = R_{Diode} + R_{Vorwiderstand}$ . Stellt man dies um, so erhält man:

$$R_{Diode} = \Delta U / \Delta I - R_{Vorwiderstand} \text{ mit } \Delta U = 2.0V - 1.8V = 0.2V, \Delta I = 12.105mA - 10.284mA = 1.8210mA = 0.001821A, R_{Vorwiderstand} = 100\Omega \\ \Rightarrow R_{Diode} = 9.8289\Omega$$

Dadurch wird klar, warum Dioden nicht ohne Vorwiderstand betrieben werden sollten:

Berechnet man den Strom, der die Diode bei 10 V ohne Vorwiderstand durchfließen würde, so erhält man mit dem Ohm'schen Gesetz:

$$I_{Diode} = 10V / R_{Diode} = 1.0173A$$

Der maximal zulässige Dauerstrom der Diode liegt bei 0.2 A. Bei einem solchen Strom würde die Diode schlichtweg zerstört werden. Außerdem haben Dioden einen positiven Temperaturkoeffizienten, das bedeutet, dass sie leitfähiger werden, wenn sie sich erhitzen. Somit würde die Zerstörung der Diode noch beschleunigt.

## 2.6 Kennlinie einer Schottky-Diode (BAT41)

In diesem Versuch wurde nur die Diode durch eine Schottky-Diode ausgetauscht und wieder die Kennlinie aufgenommen. Diese ergab sie wie folgt:

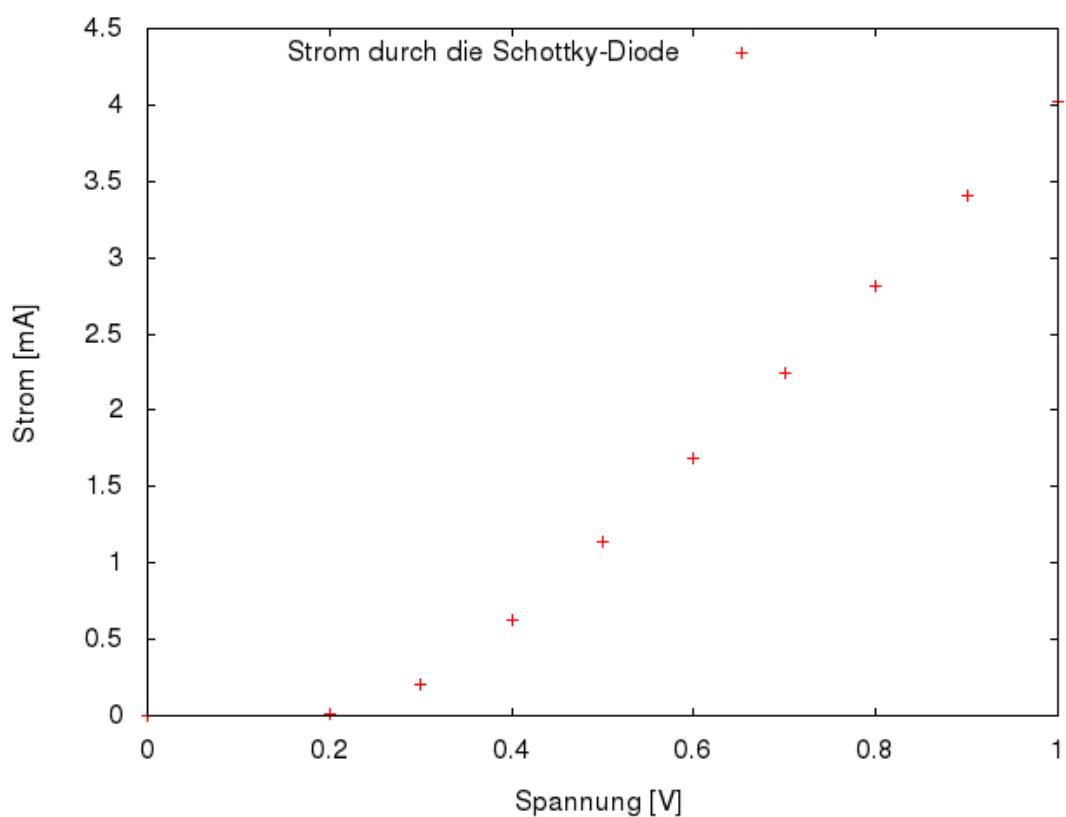


Abbildung 7: Strom in Abhängigkeit der angelegten Spannung

Wie man leicht sieht, beginnt die Diode bei etwa 0.3 V nennenswert zu leiten.

## 2.7 Kennlinie einer Leuchtdiode (rot)

Im dritten Versuch der Reihe wurde die Schottky-Diode durch eine rote Leuchtdiode ausgetauscht. Deren Kennlinie ergab sich folgendermaßen:

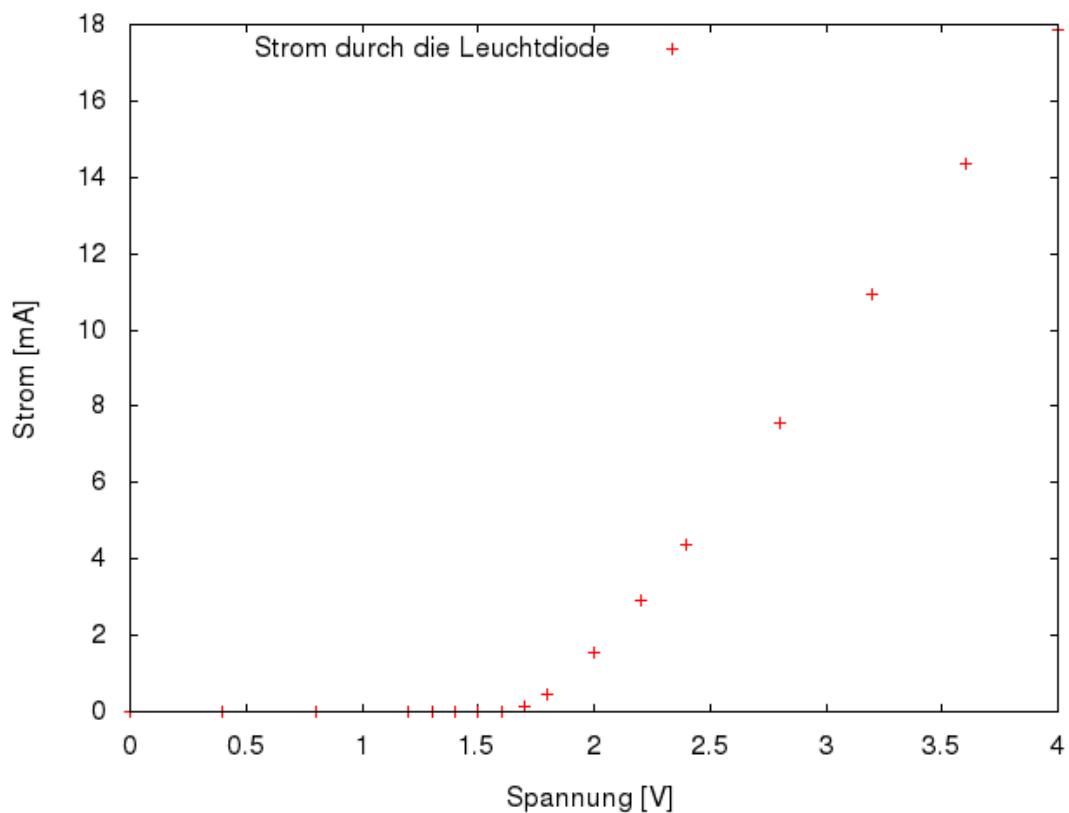


Abbildung 8: Strom in Abhängigkeit der angelegten Spannung

Würde man statt der Roten ein blaue Leuchtdiode verwenden, würde sich der charakteristische Knick statt bei circa 1.6 V bei 2.9 V einstellen, da das die normale Schwellenspannung bei blauen Leuchtdioden ist.

Würde man die LEDs ohne Vorwiderstand an einer Spannungsquelle betreiben, würden sie schlichtweg durchbrennen (siehe positiver Temperaturkoeffizient).

## 2.8 Kennlinie der 1N4148 durch Simulation

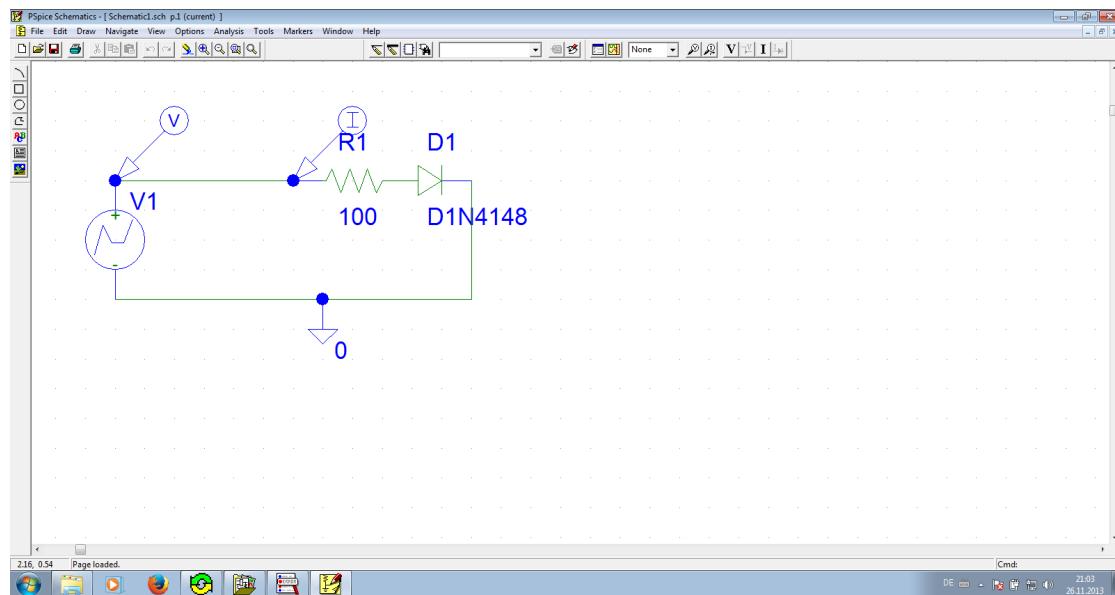


Abbildung 9: Schaltplan für die Simulation mit Pspice

Einstellungen der Signalquelle: VPWL: DC = 0V; AC = 0V; T1 = 0s; V1 = 0V; T2 = 2s; V2 = 2V

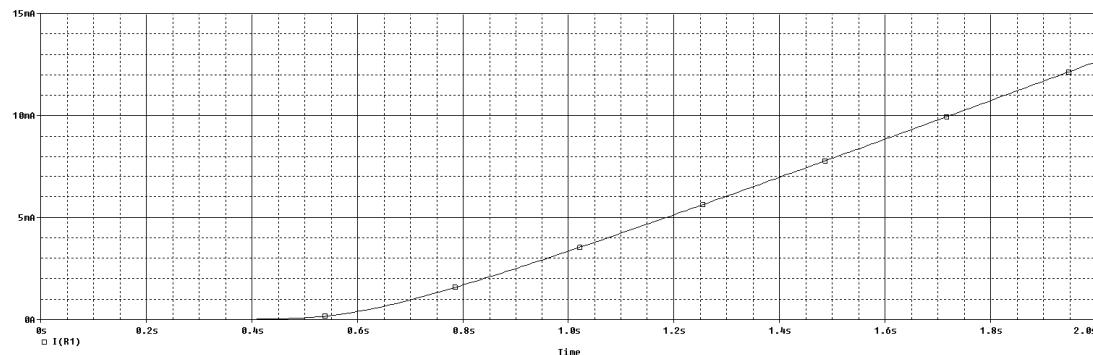


Abbildung 10: Und die Simulationsergebnisse

Mit den geänderten Einstellungen: VPWL: DC = 0V; AC = 0V; T1 = 0s; V1 = -5V; T2 = 10s; V2 = +5V ergibt sich:

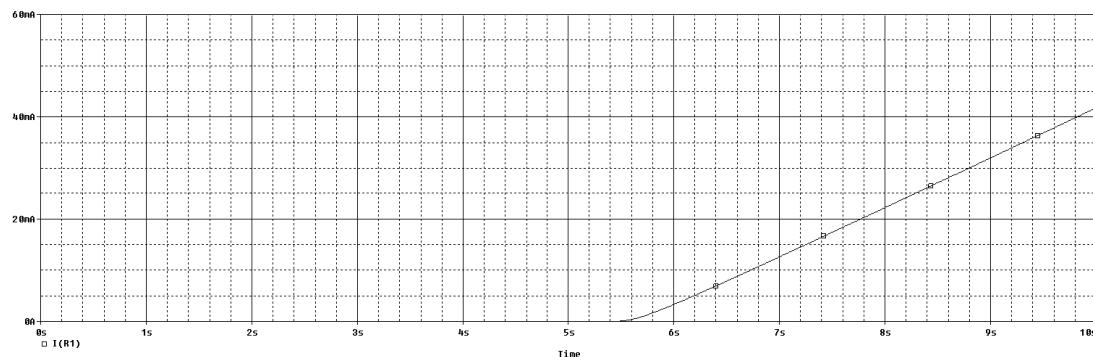


Abbildung 11: Und die Simulationsergebnisse

In der Simulation beginnt die Diode bei etwa 0.25 V zu leiten. Die Simulation vernachlässigt die Erwärmung der Diode. Und eine perfekte Diode hat überhalb ihrer Schwellspannung das gleiche lineare Verhalten wie ein Ohm'scher Widerstand. Daher ist der Stromanstieg im Durchlassbereich linear.

## 2.9 Halbwelligleichrichter

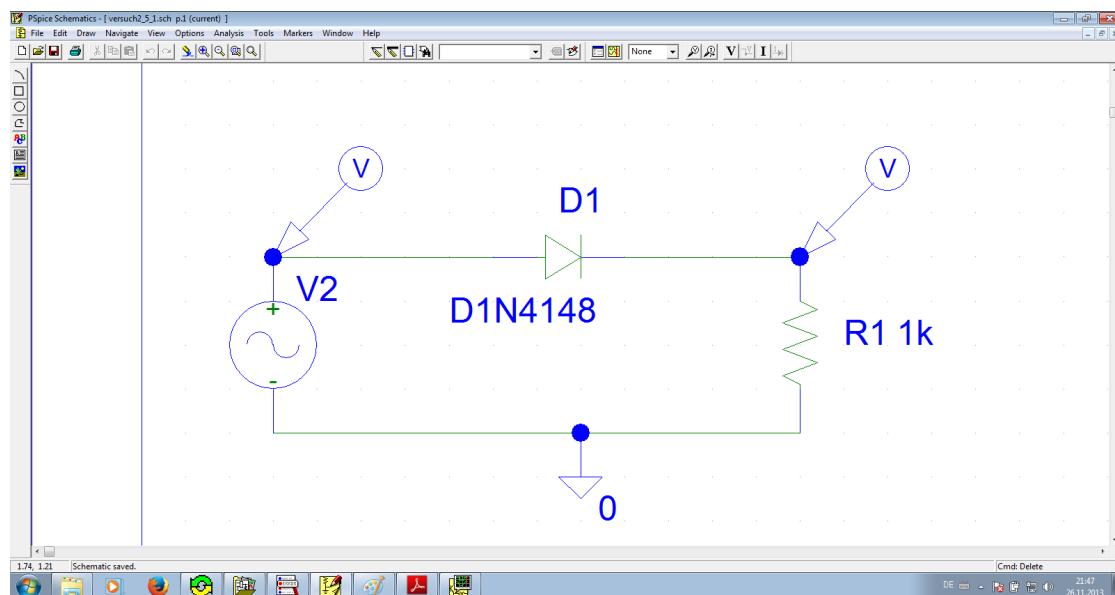


Abbildung 12: Schaltplan für die Simulation mit Pspice

Einstellungen der Signalquelle: VSIN: DC = 0; AC = 0; VOFF = 0; VAMPL = 10V; FREQ = 50;

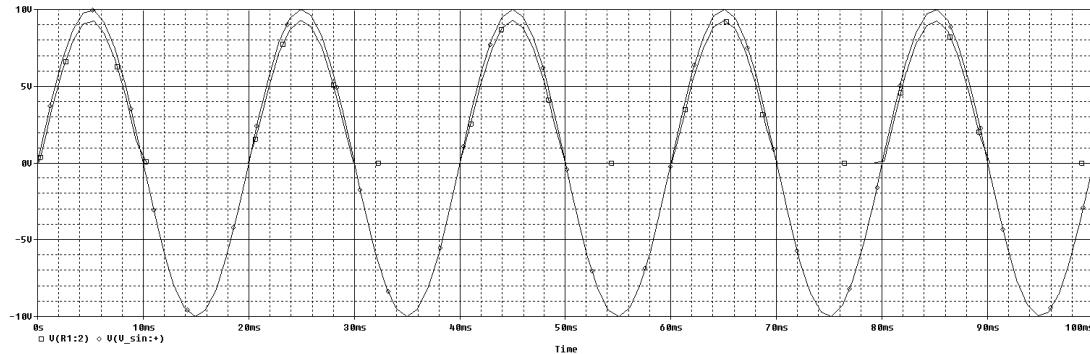


Abbildung 13: Und die Simulationsergebnisse

Man sieht, dass die Spannung am Widerstand während der positiven Halbwelle rund 0.7 V kleiner ist als die der Spannungsquelle. Hier zeigt sich die Durchlassspannung der Diode.

Nun fügte ich einen Glättkondensator hinzu:

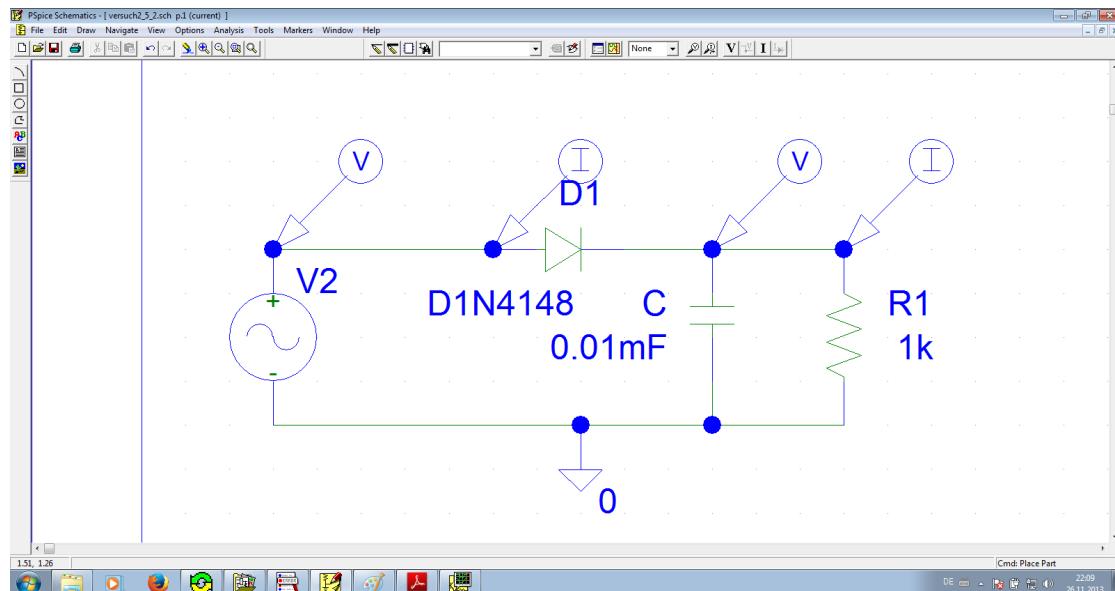


Abbildung 14: Schaltplan für die Simulation mit Pspice

Sofern der Kondensator groß genug ist, würde ich einen mittleren Strom knapp kleiner als  $I = 10V/1010\Omega = 0.0099010A = 9.9010mA$  erwarten, da nur die positive Halbwelle zur Verfügung steht.

Die Simulation hingegen zeigt:

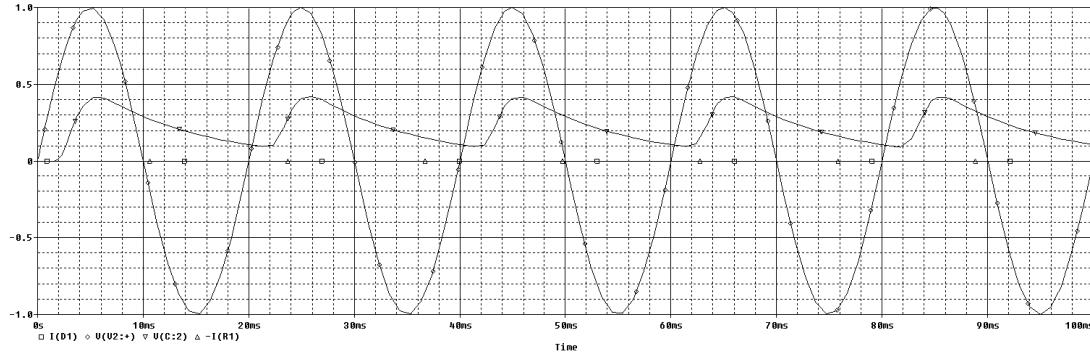


Abbildung 15: Und die Simulationsergebnisse

Und noch einmal der Strom am Widerstand:

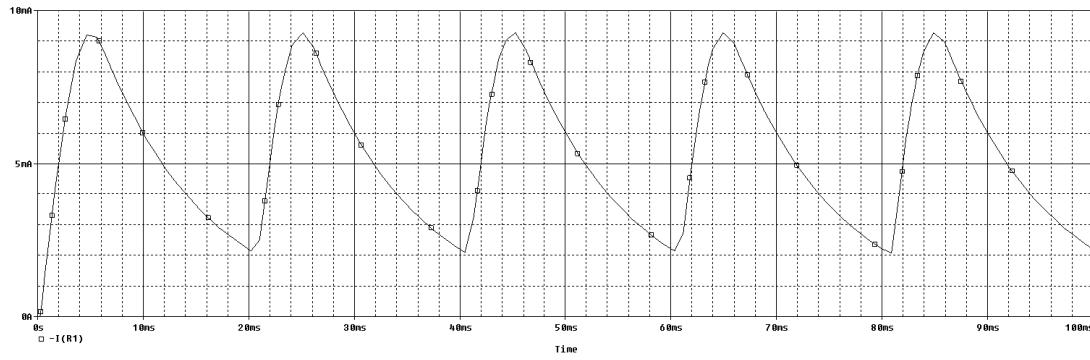


Abbildung 16: Und die Simulationsergebnisse

Man sieht, dass der Kondensator zu klein gewählt ist, da der Strom noch nicht ausreichend geglättet ist.

Wenn man nun die Kapazität auf 1 mF erhöht, ergibt sich folgende Simulation:

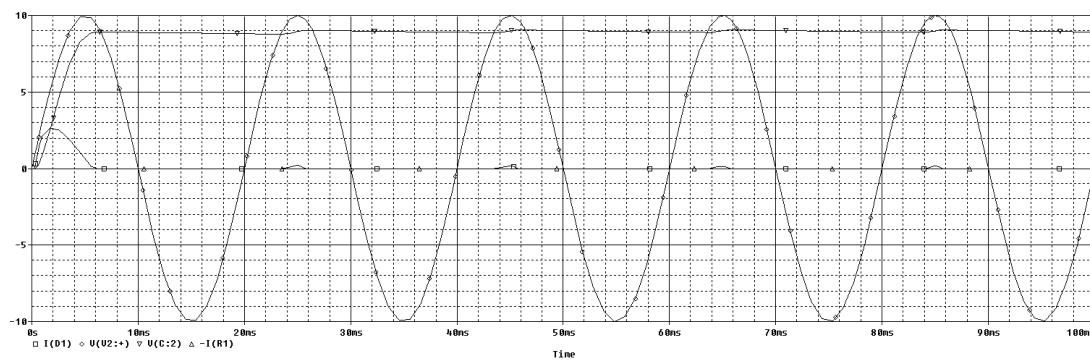


Abbildung 17: Und die Simulationsergebnisse

Und noch einmal der Strom am Widerstand:

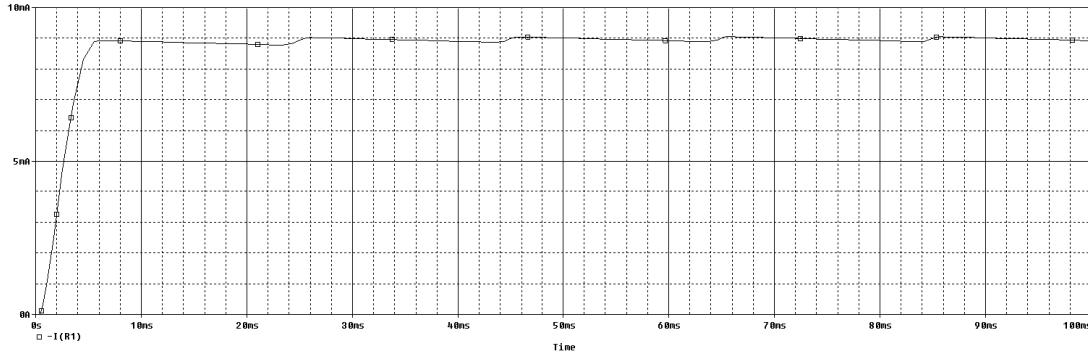


Abbildung 18: Und die Simulationsergebnisse

Wie man sieht, wird der Strom deutlich besser geglättet. Der Preis für diese Verbesserung ist jedoch der größere Preis und Platzbedarf des Kondensators, sowie der größere Strom beim Einschalten, bis der Kondensator geladen ist. Bei Leistungsnetzteilen kann dieser, sofern keine entsprechende Schutzbeschaltung vorhanden ist, so groß werden, dass die Haussicherung anspricht. Falls die Sicherung nicht anspricht, stellt der große Strom jedoch auch für das Netzeil selbst eine große Belastung dar, da die Bauteile meist für die Dauerbelastung ausgelegt sind, die deutlich geringer ist. So kann es bei zu schwach dimensionierten Bauteilen insbesondere bei der Gleichrichterdiode zum Entweichen des magischen Rauches kommen.

Als nächstes habe ich die Amplitude der Spannungsquelle auf 1 V verringert.

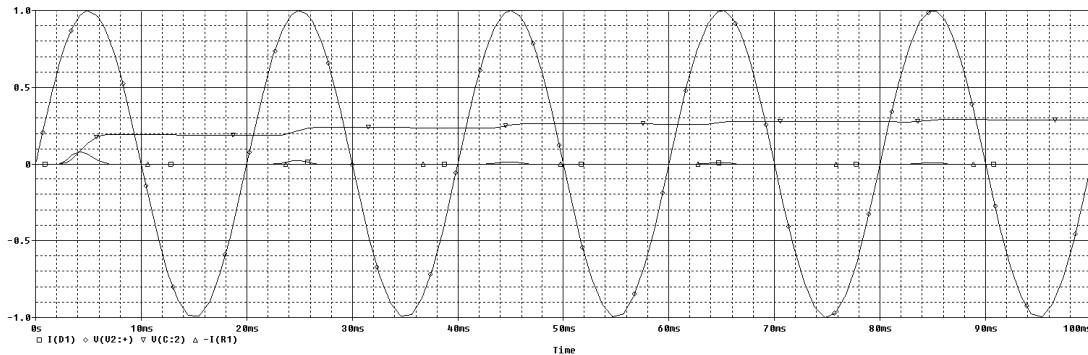


Abbildung 19: Und die Simulationsergebnisse

Wie man sieht, ist der Kondensator nach den ersten Schwingungen noch nicht voll aufgeladen, daher habe ich die Simulationszeit erhöht:

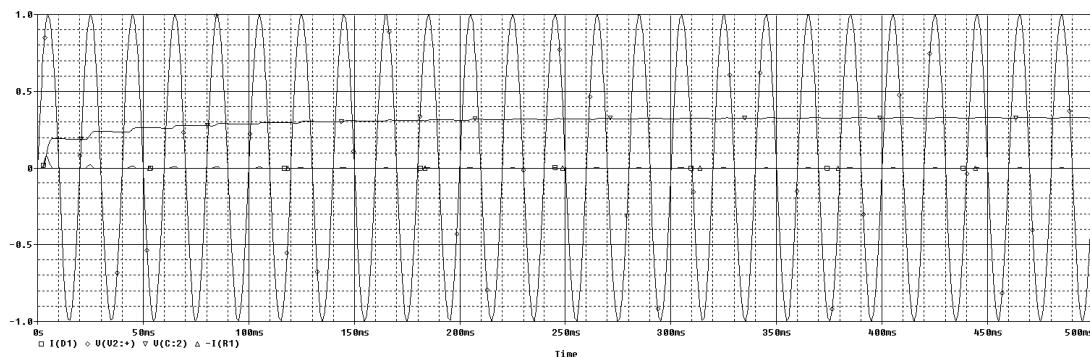


Abbildung 20: Und die Simulationsergebnisse

Wie man sieht, nähert sich die Spannung an 0,4 V an, der Strom durch den Widerstand nähert sich an 0,31 A. Damit ergäbe sich ein Spannungsabfall von 0,6 V. Entfernt man den Widerstand, so erkennt man, dass dieser Wert auch ohne Widerstand stimmt (und mir fiel keine bessere Methode ein, den Widerstand rauszurechnen, ohne wenigstens die Spannung zu ändern).

Ersetzt man die Diode durch die Schottky-Diode MBD101, so steigt die Ausgangsspannung des Gleichrichters auf 5,5 V an, der Spannungsabfall beträgt somit nur noch 4,5 V. Entfernt man den Widerstand, so erhält man den reinen Spannungsabfall an der Diode mit 3,9 V.

Nun habe ich die Schaltung real aufgebaut und das Oszilloskop nach Vorgabe angeschlossen. Leider habe ich dabei die Bedienung der Cursorfunktion nicht auf Photos dokumentiert. Zur Bestimmung der Brummspannung benutzte ich folgende Einstellung:

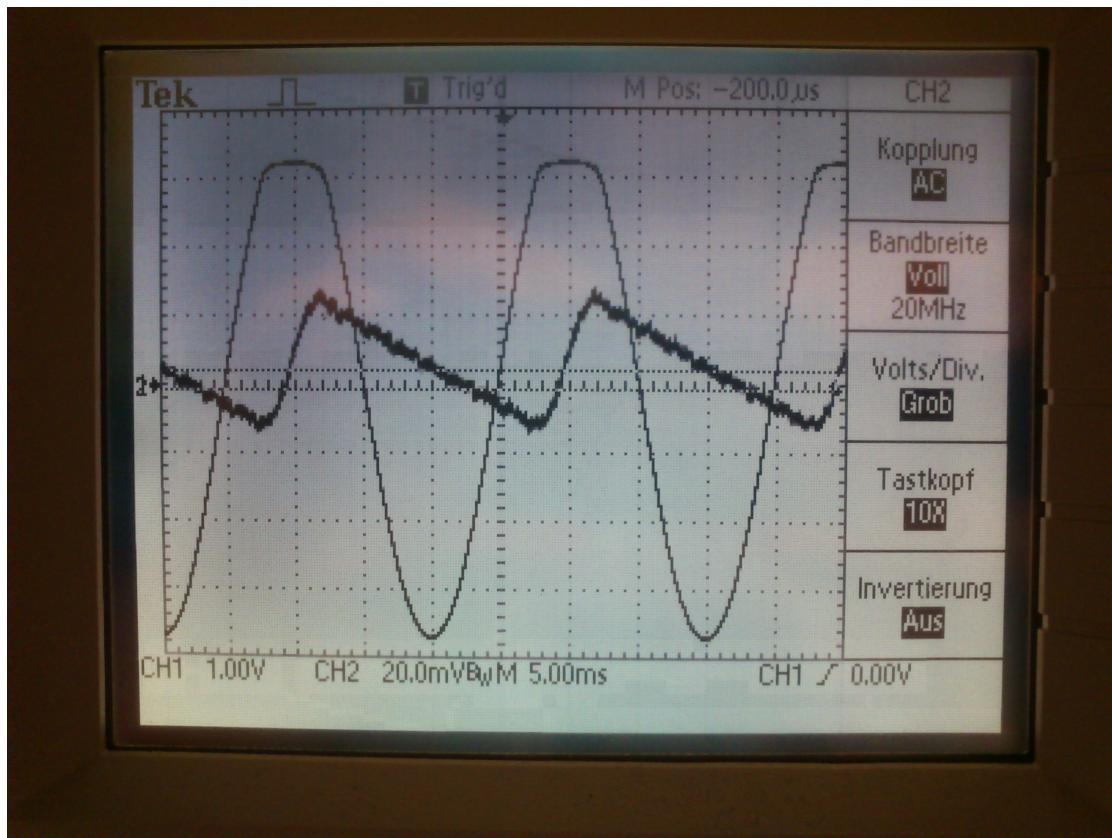


Abbildung 21: Messung der Brummspannung

Man erkennt leicht, dass die Brummspannung bei 40 mV liegt.  
Die Gleichspannung ergibt sich zu 1.3 V, wie man am nächsten Bild ablesen kann:

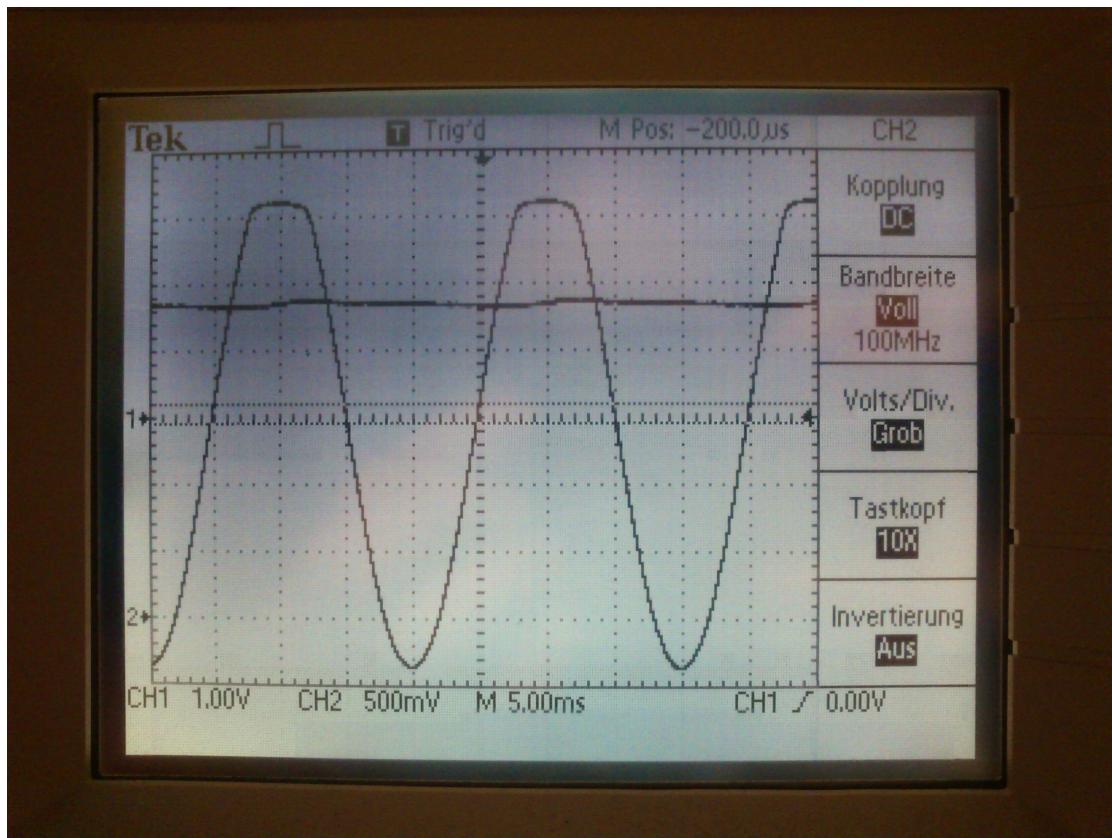


Abbildung 22: Messung der Gleichspannung

Somit beträgt der Spannungsverlust circa 0.7 V.

## 2.10 Brückengleichrichter

Ich habe folgende Schaltung im Pspice eingegeben:

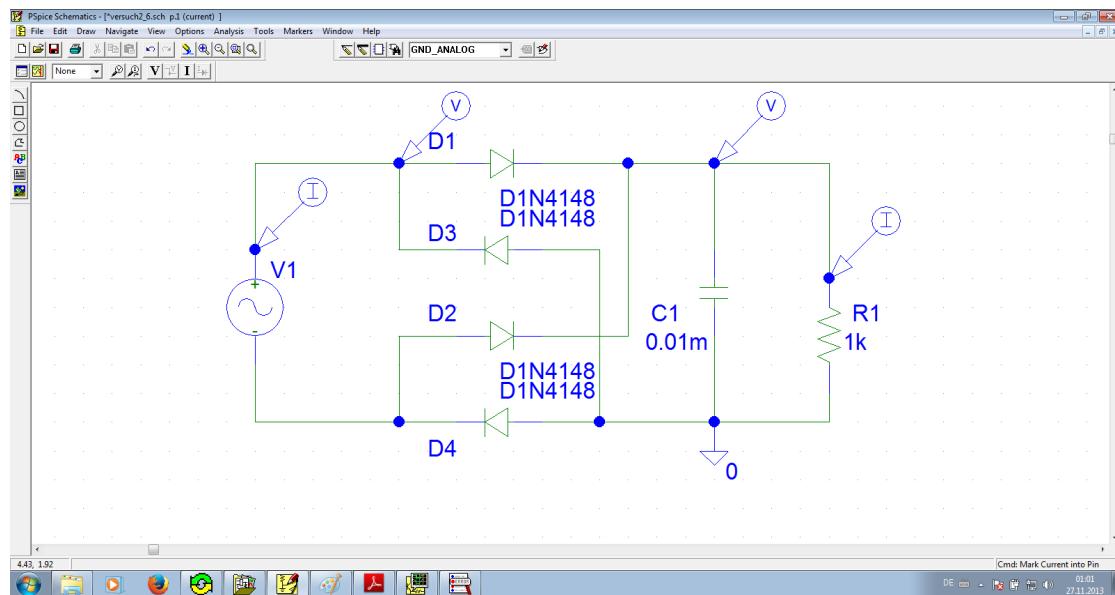


Abbildung 23: Schaltplan für die Simulation mit Pspice

Das ergab simuliert:

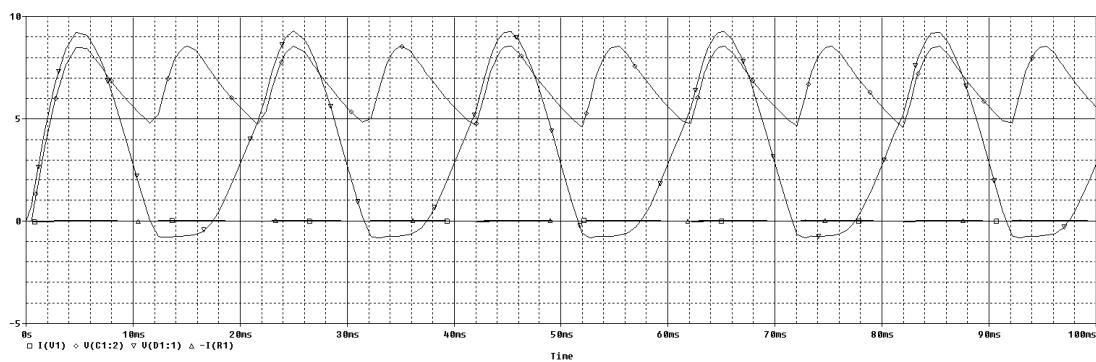


Abbildung 24: Und die Simulationsergebnisse

Und noch einmal der Strom:

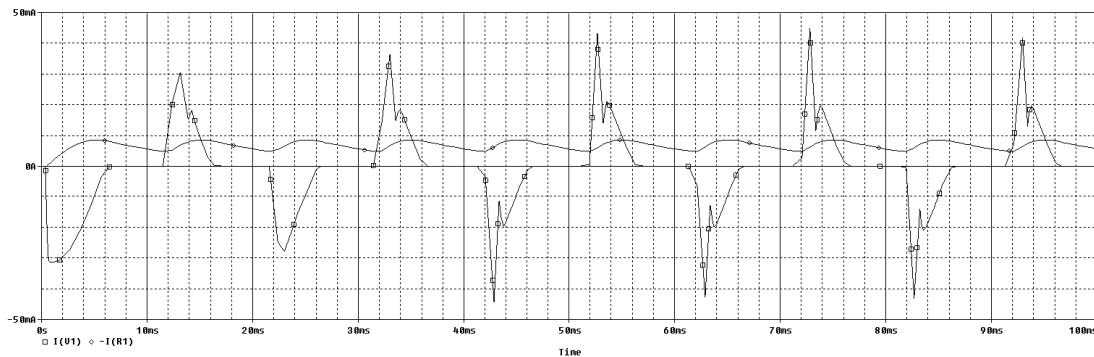


Abbildung 25: Und die Simulationsergebnisse

Da durch die Brückenschaltung beide Halbwellen genutzt werden können, muss der Kondensator den Strom nur noch halb so lange aufrecht erhalten. Somit kann er kleiner ausfallen, oder, sofern er gleich groß bleibt, wird der Strom glatter. Wenn man die Kondensator auf 1 mF erhöht ist der Strom nahezu vollkommen gleichgerichtet:

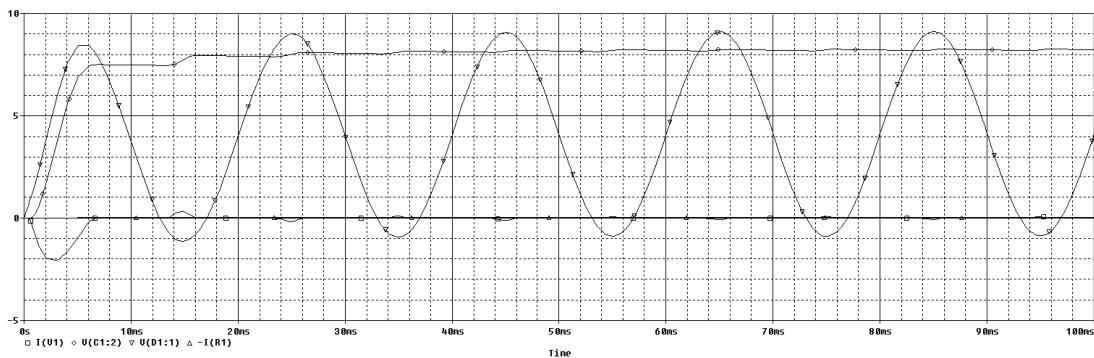


Abbildung 26: Und die Simulationsergebnisse

Und noch einmal der Strom:

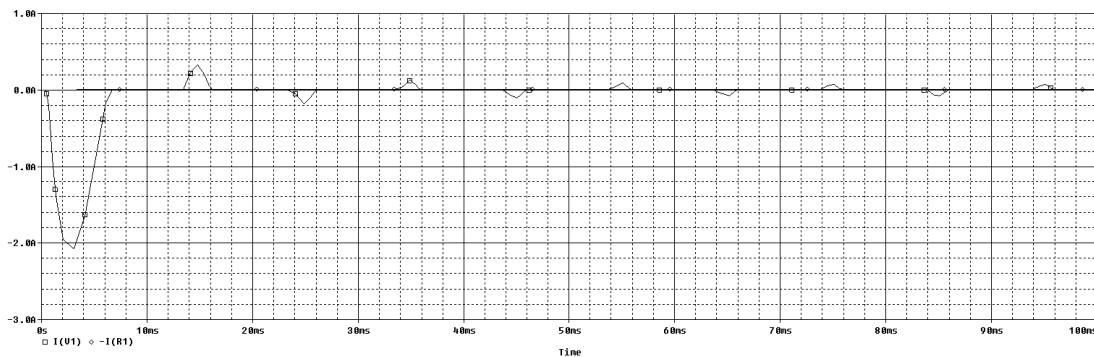


Abbildung 27: Und die Simulationsergebnisse

Die Vor- und Nachteile des größeren Kondensators sind die Gleichen wie beim Halbwellengleichrichter.

Die Dioden gehen beim Vollwellengleichrichter immer paarweise kaputt, weil immer 2 Dioden gleichzeitig leiten und somit immer 2 Dioden den gleichen Strom abbekommen. Wenn man eine der Dioden umdreht, dann entsteht ein glatter Kurzschluss, der Strom würde nur durch den Widerstand der Dioden begrenzt. →viel magischer Rauch würde entweichen.

Als nächstes wurde folgende Schaltung simuliert:

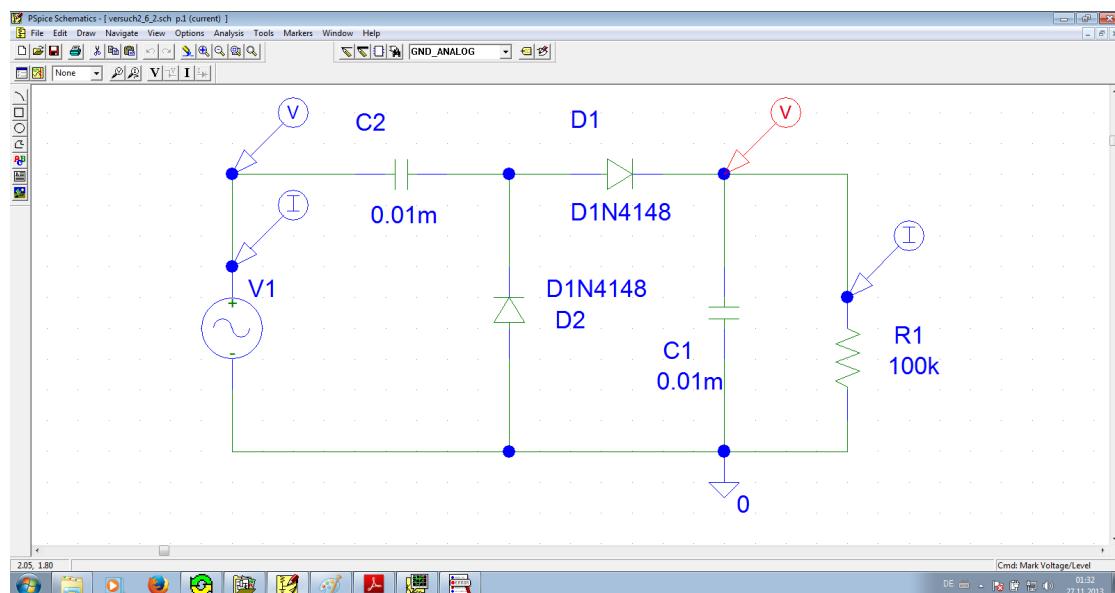


Abbildung 28: Schaltplan für die Simulation mit Pspice

Das ergab simuliert:

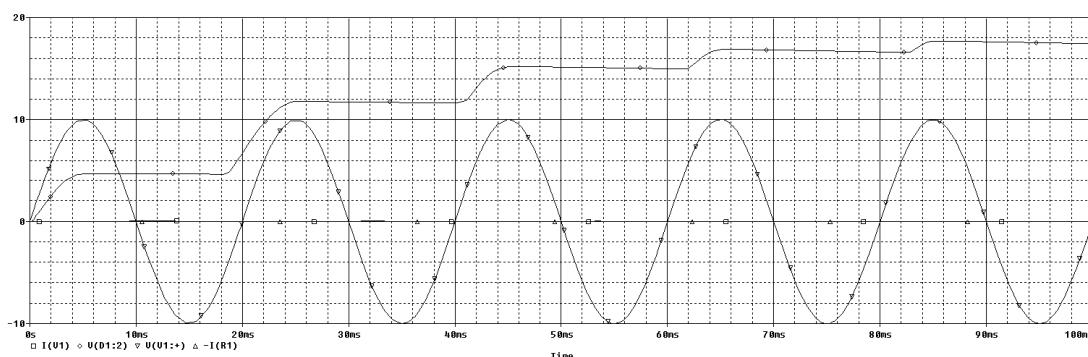


Abbildung 29: Und die Simulationsergebnisse

Diese Simulation verwundert auf den ersten Blick, jedoch ist auch hier schnell eine Erklärung gefunden: Das System schwingt und erzeugt somit eine größere Spannung (wenn auch bei geringerer Stromstärke).

## 2.11 Speicherzeit einer Diode

Eine Diode wurde am Oszilloskop ausgemessen.

Die Speicherzeit lässt sich an folgendem Bild zu erkennen ist, beträgt die Speicherzeit  $5\mu\text{s}$ .

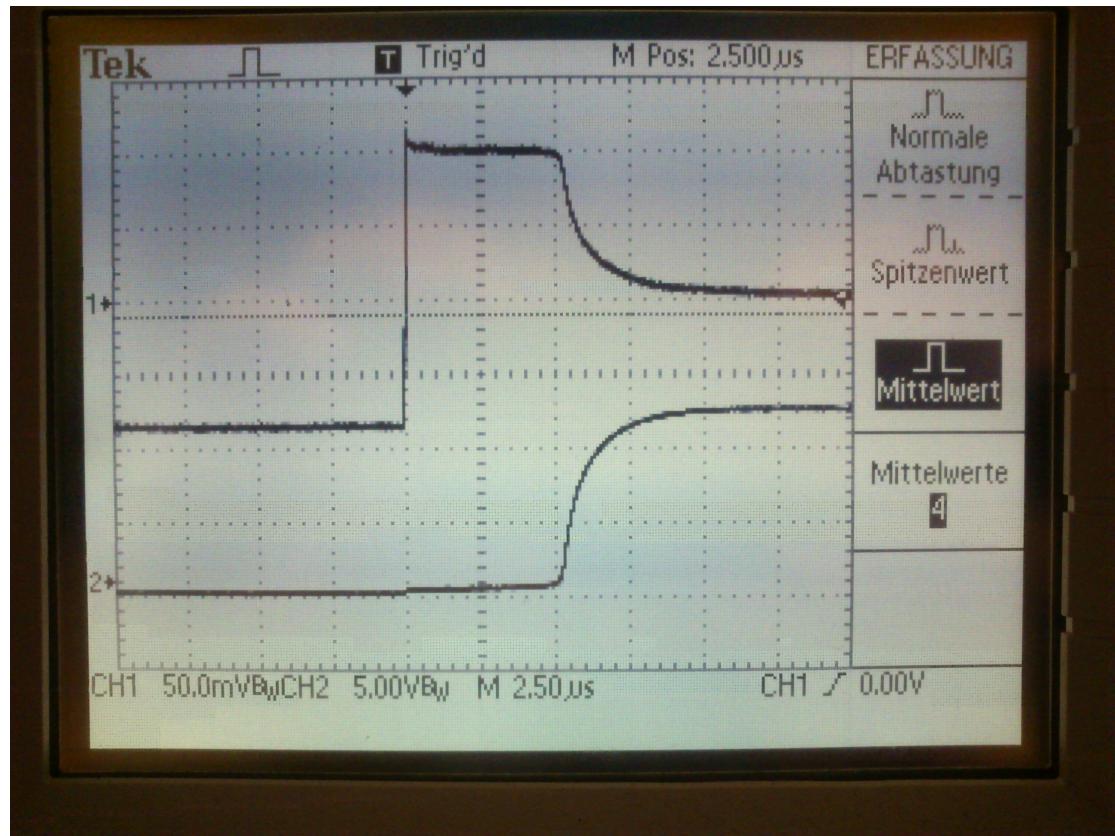


Abbildung 30: Messung der Speicherzeit

Spannend ist, dass der Strom in Sperrrichtung kurzzeitig größer ist, als der in Durchlassrichtung. Dies röhrt daher, dass in der Diode noch freie Ladungsträger sind, die zusätzlich zum angelegten Strom abfließen während die Sperrsicht aufgebaut wird.

Durch ihre lange Speicherzeit ist diese Diode für höhere Frequenzen nicht geeignet, weil sie dann einfach durchgehend leiten würde. In einem Schaltnetzteil würde sie einfach garnicht mehr schalten, sondern dauerhaft leiten.

Die lange Speicherzeit röhrt wahrscheinlich von der dicken Sperrsicht her, die diese Diode braucht. Immerhin hält sie 1000 V Sperrspannung aus.

## 2.12 Sample-Hold-Schaltung

In Spice wurde eine Sample-And-Hold-Schaltung aufgebaut und simuliert:

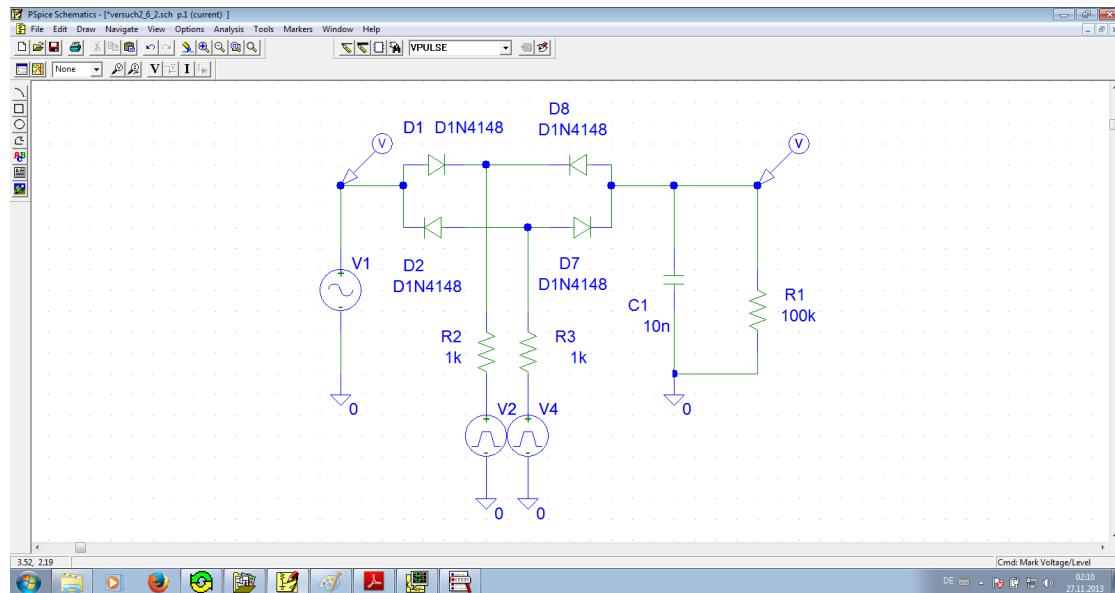


Abbildung 31: Schaltplan für die Simulation mit Pspice

Das ergab simuliert:

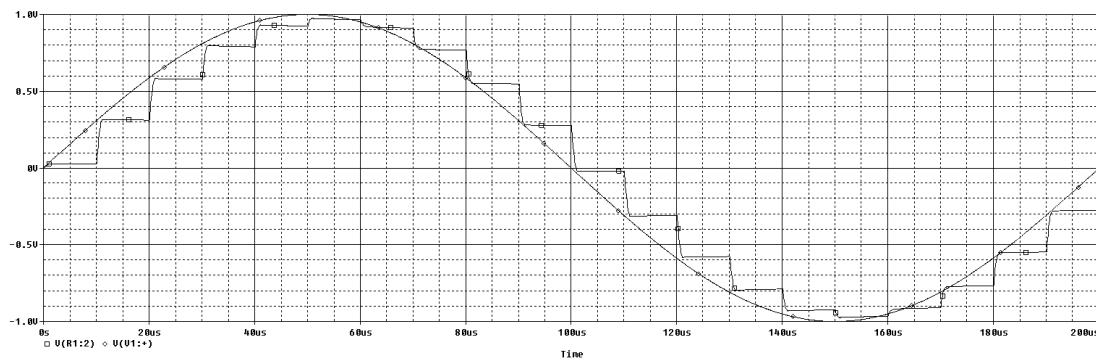


Abbildung 32: Und die Simulationsergebnisse

Die Schaltung nimmt während eines Impulses der Impulsspannungsquellen die Spannung der Sinusspannungsquelle und speichert ihren Wert im nachgeschalteten Kondensator ab.

Der Trick liegt dabei darin, dass die beiden Dioden durch ihre Speicherzeit ähnlich wie ein Transistor genutzt werden. Durch die extrem scharfe Flanke der Puls-Signalquellen werden die Dioden in Sperrrichtung leitend und verbinden so den nachgeschalteten Schaltkreis mit der Spannungsquelle. Und nach dem Ende der Speicherzeit sind die Dioden wieder sperrend und trennen so die Schaltung von der Spannungsquelle ab. Damit die Schaltung gut funktionieren kann, sind möglichst scharfe Flanken bei der Beschaltung der Dioden unerlässlich. Alternativ kann man Dioden mit längerer Speicherzeit verwenden, dann bekommen man aber kein sauberes Sampling mehr.

## Versuch 3

Der dritte Versuch beschäftigte sich mit Oszilloskopen und ihren Tücken.

### 3.13 Signalerfassung und Artefakte

In diesem Versuch wurde das DSO direkt mit dem Signalgenerator verbunden. Dort ergab sich schon das erste Problem: Laut Anleitung sollte die Zeitbasis auf 0,2ms/Skt eingestellt werden, doch das DSO unterstützt diese Einstellung nicht. Stattdessen habe ich 0,25ms/Skt verwendet. Der Signalgenerator wurde auf 1 kHz gestellt.

Zeitbasis	Schwingungen
0,1 ms = 100 $\mu$ s	1
0,25 ms = 250 $\mu$ s	2.5
0,5 ms = 50 $\mu$ s	5
1 ms	10

Bei 1V/Skt ist die Amplitude der Signalschwingung 4 Skalenteile. Somit wird die angelegte Spannung mit 4 V bemessen. Dies entspricht der Einstellung des Signalgenerators.

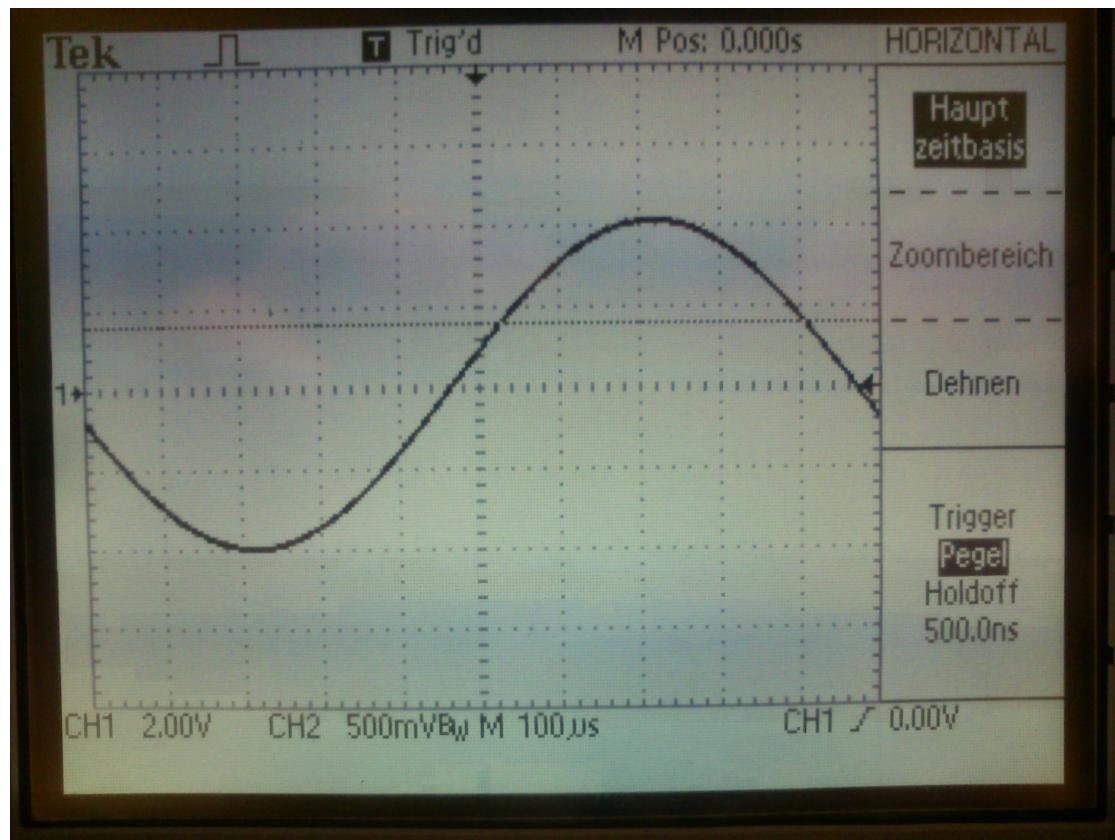


Abbildung 33: Sinusspannung durch Verstellen von Triggerlevel und Verzögerung mittig zentriert

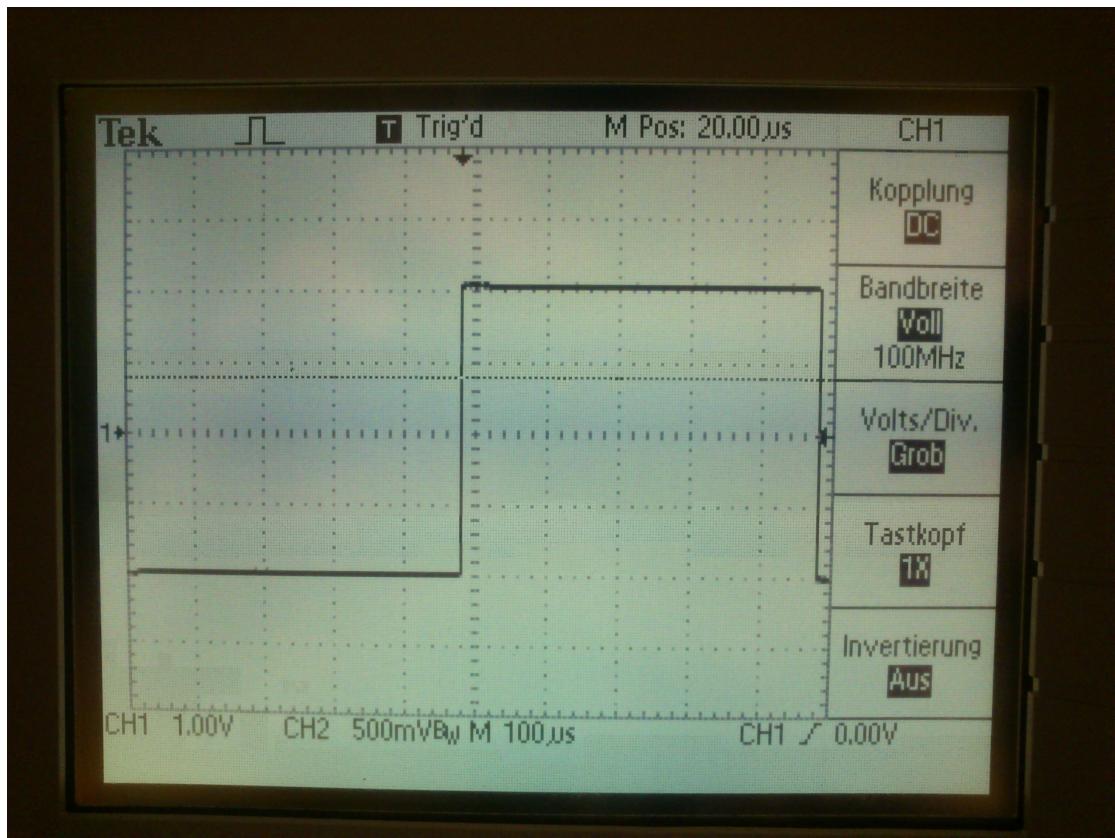


Abbildung 34: Eine Rechteckspannung

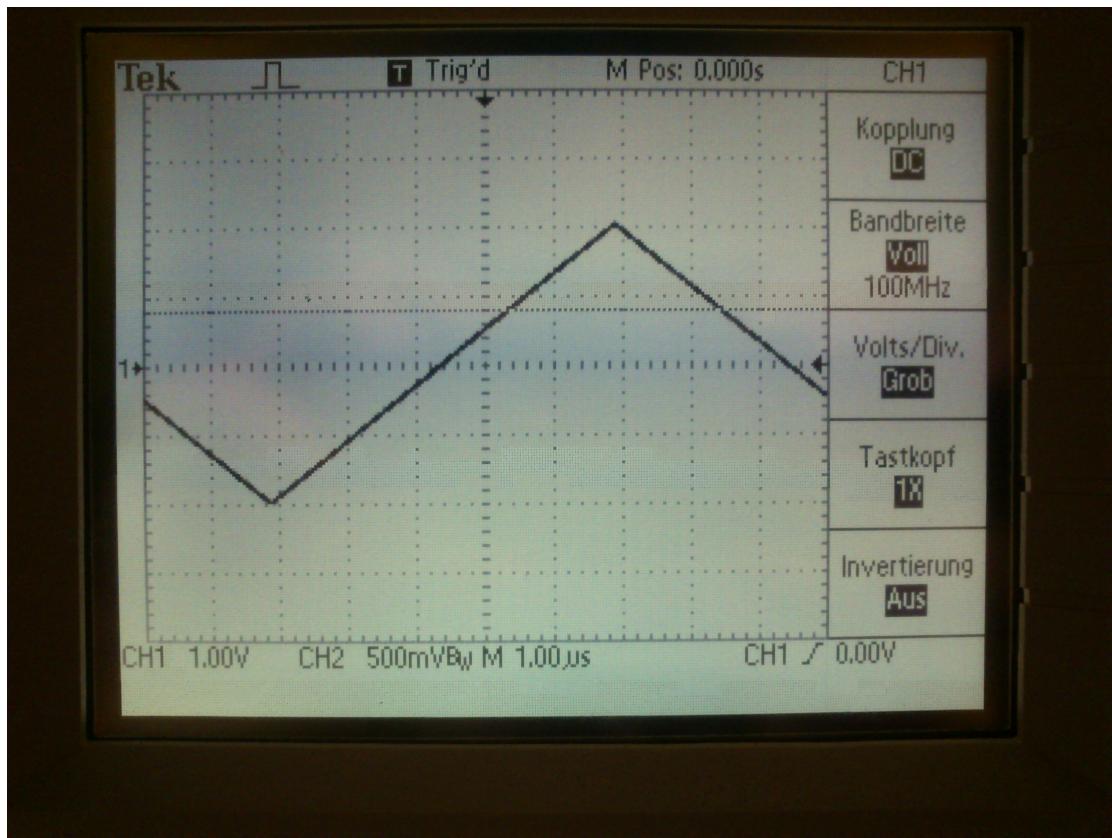


Abbildung 35: Und eine Dreiecksspannung

Als nächstes wurde der Generator auf 1 MHz Sinus gestellt und mit dem Oszilloskop bei einer Zeitbasis von 1  $\mu$ S die Frequenz gemessen:

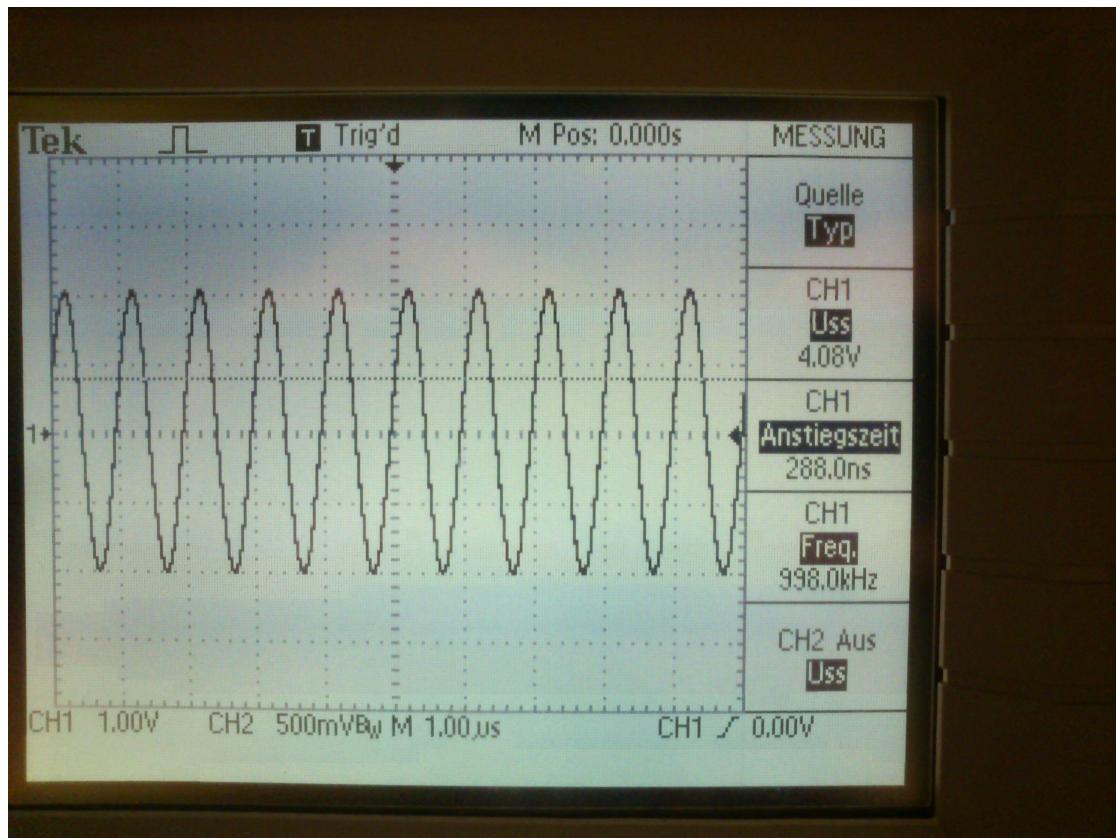


Abbildung 36: Frequenzmessung bei 1 MHz und 1 $\mu$ s Zeitbasis

Und dann die Messung bei einer Zeitbasis von 25 ms wiederholt:

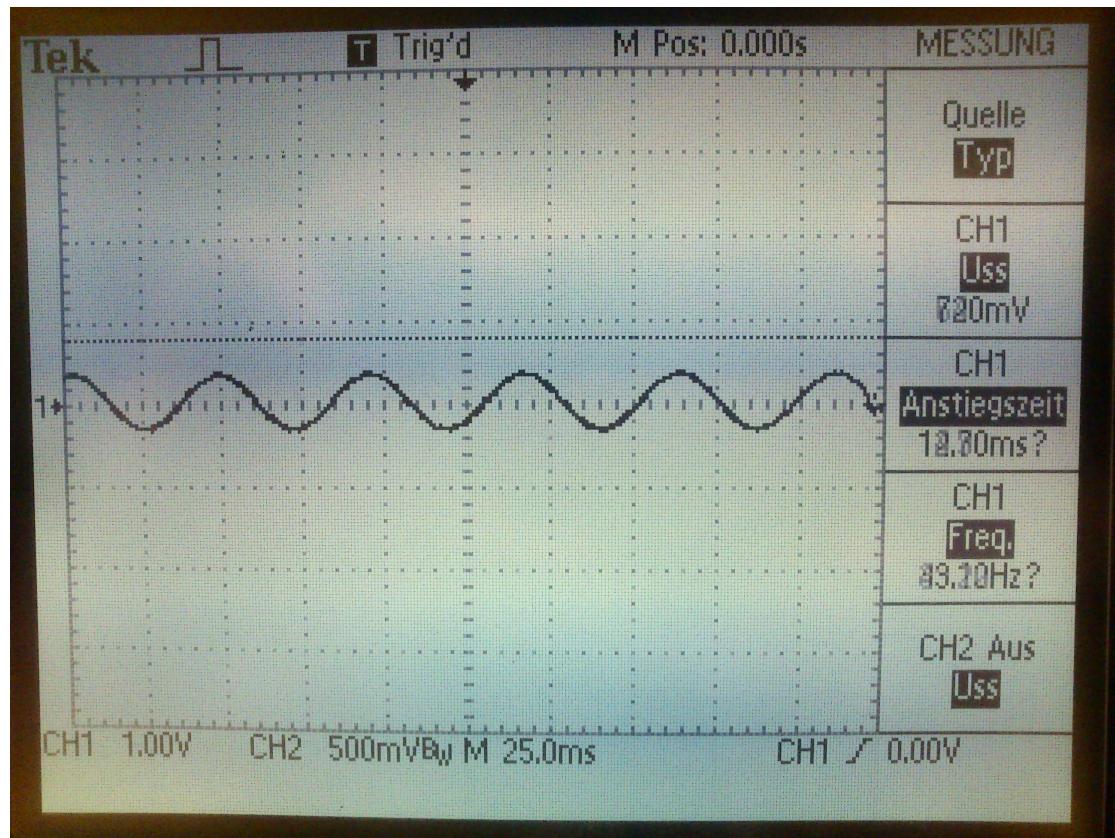


Abbildung 37: Frequenzmessung bei 1 MHz und 25 ms Zeitbasis

Es wird ein völlig falsches Signal angezeigt. Es ist zwar ein Sinus, aber die Frequenz und Amplitude stimmen nicht. Dies liegt daran, dass das Oszilloskop eigentlich nicht genug Messpunkte liefert, um jede Schwingung exakt auszumessen (Stichwort Nyquist-Frequenz, Shannon-Kriterium). Die angezeigte Freqyenz ist 43,1 Hz. Leider konnte ich hiervon kein sauberes Bild schießen, da die Anzeige zu stark schwankte.

### 3.14 Aufbau eines Oszillators mit NE555

Zuerst sollte die Frequenz des Oszillators bestimmt werden:

$$f = \frac{1}{T}, T = 0,693 * (R_A + 2R_B) * C; R_A = 1k, R_B = 1k, C = 4.7nF$$

$$\Rightarrow f = \frac{1}{0,693 * (1k + 2 * 1k) * 4.7nF} = 102.35kHz$$

Als Nächstes habe ich die Frequenz mit dem Oszilloskop zu 88.75 kHz ermittelt. Vermutlich kommt die Differenz von Bauteilschwankungen.

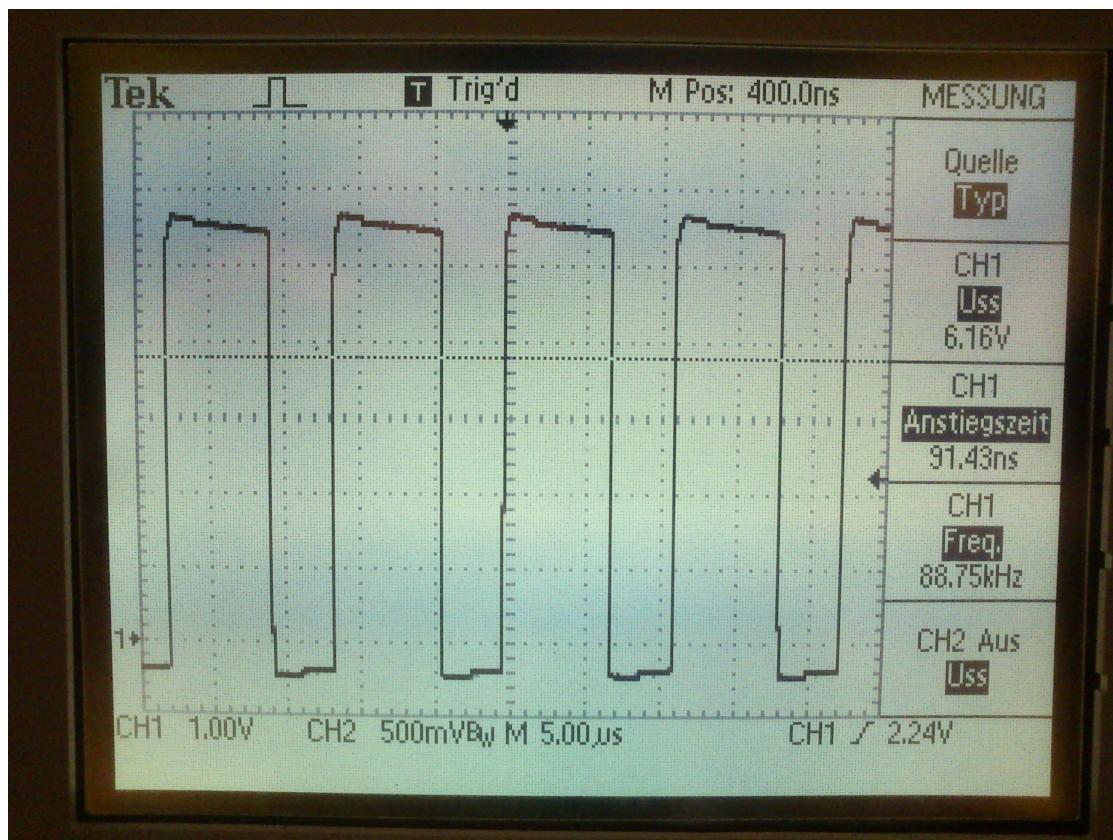


Abbildung 38: Frequenzmessung der Oszillatorfrequenz

Es zeigt sich deutlich das assymmetrische Tastverhältnis. Es röhrt von den verschiedenen Schaltschwellen des NE555 her, da er bei  $1/3 U_{cc}$  des Kondensators gesetzt, aber bei  $2/3 U_{cc}$  gelöscht wird.

Wenn man parallel einen weiteren  $100\mu\text{F}$ -Kondensator verbaut, sinkt die Frequenz auf rund 5 Hz:

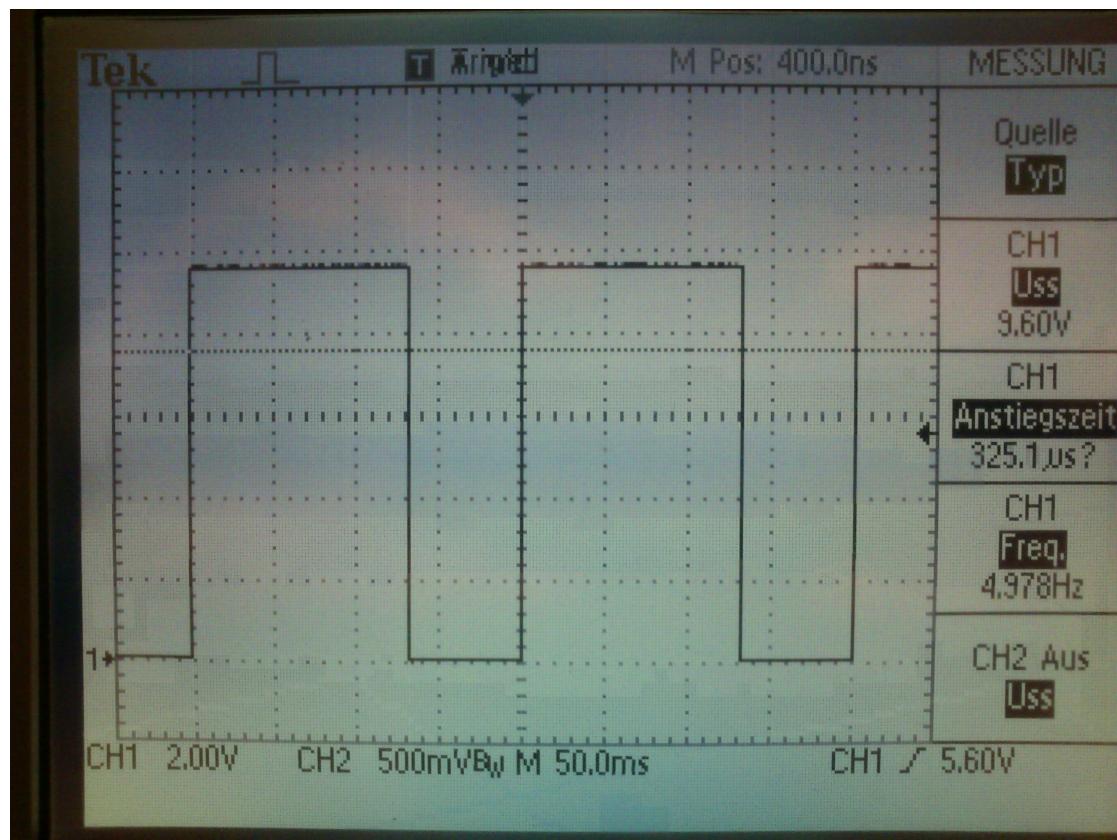


Abbildung 39: Frequenzmessung der Oszillatorfrequenz bei vergrößerter Kapazität

### 3.15 Hoch- und Tiefpass

In diesem Versuch wurde die Impulsantwort von Hochpass und Tiefpass bestimmt. Dazu wurde der im letzten Versuch aufgebaute Oszillator wieder mit 5 Hz betrieben und das Filter auf den Ausgang gesteckt. Die Impulsantwort ergab sich wie folgt:

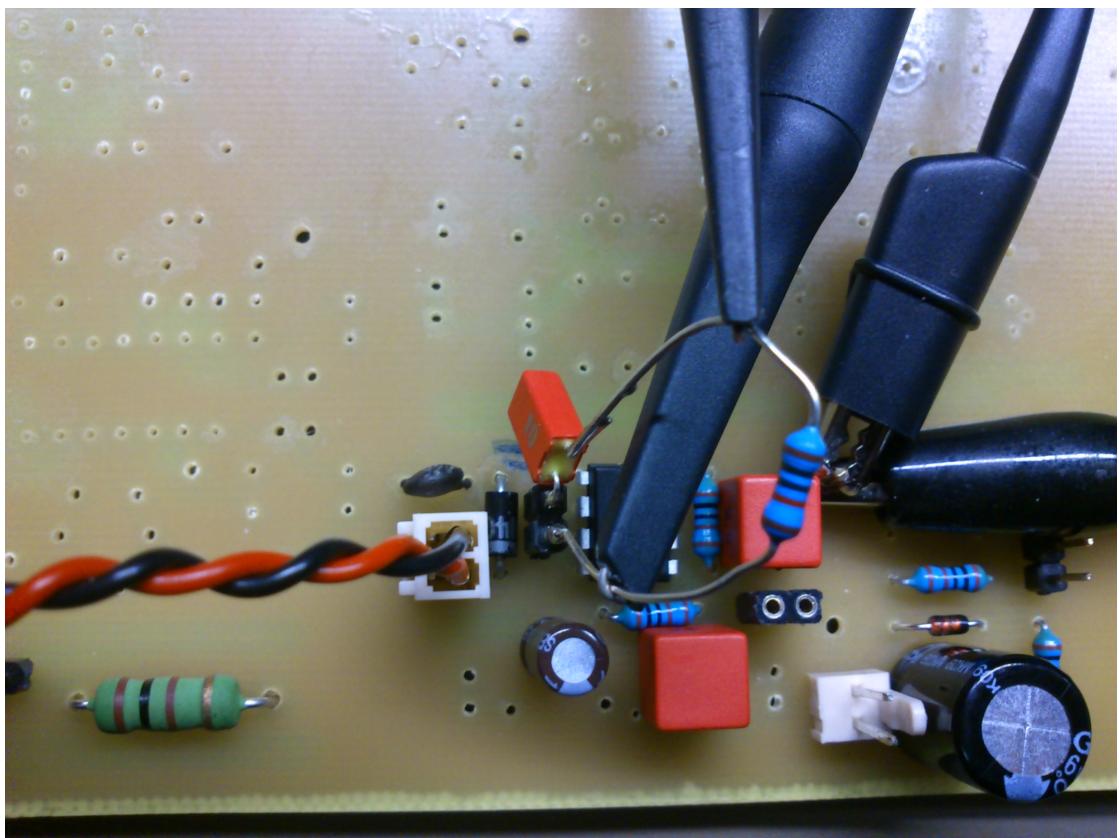


Abbildung 40: Das eingebaute Filter

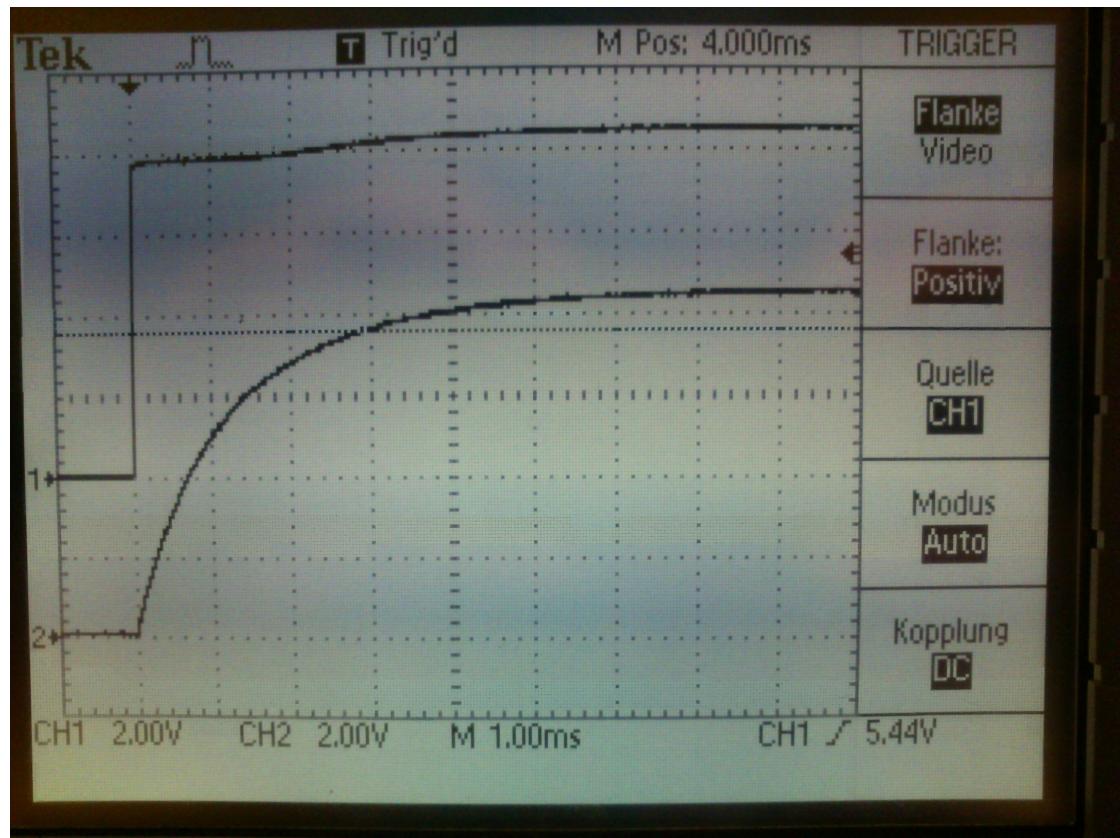


Abbildung 41: Impulsantwort des Tiefpasses

Dann wurde das Filter umgekehrt aufgesteckt, damit als Hochpass verwendet und dessen Impulsantwort bestimmt:

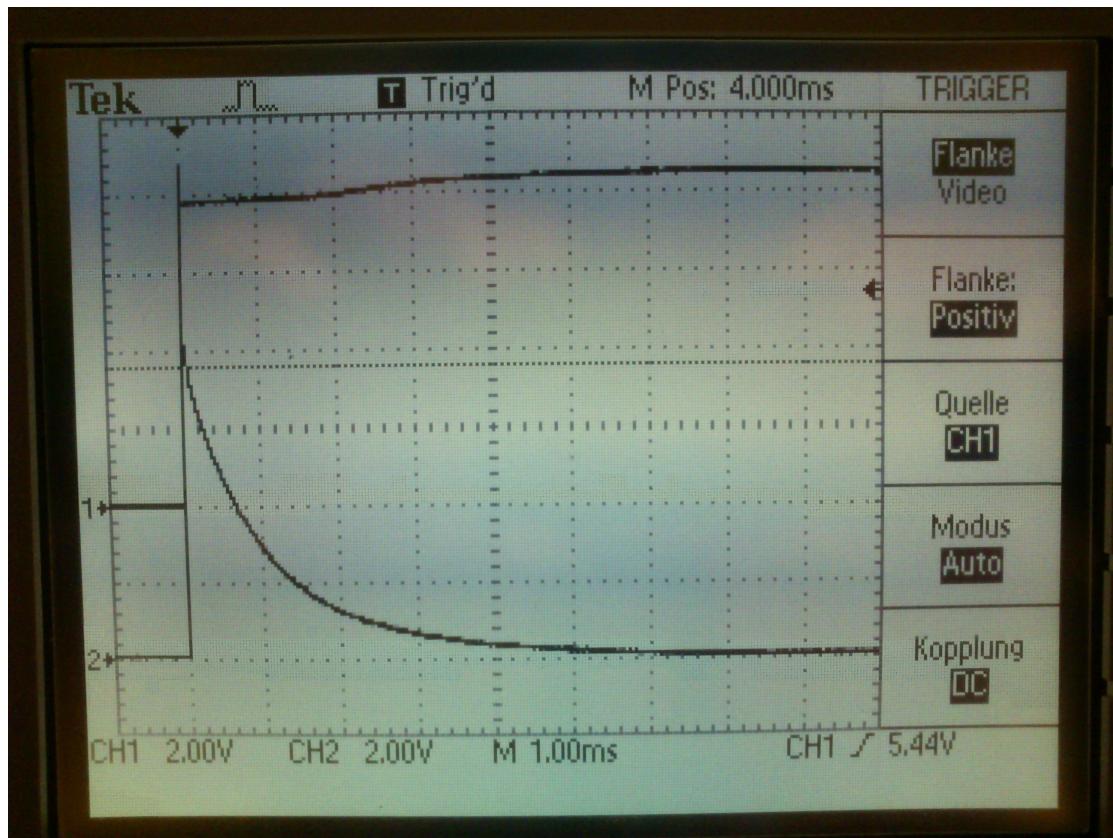


Abbildung 42: Impulsantwort des Hochpasses

### 3.16 Untere Grenzfrequenz des Oszilloskop

In diesem Versuch wurden 2 Methoden verwendet, um die untere Grenzfrequenz des Oszilloskops zu bestimmen.

#### Direkte Messung

Hierzu wurde die Frequenz am Generator so lange herunter gedreht, bis die gemessene Spannung am Oszilloskop auf  $\sqrt{2}$  mal die Versorgungsspannung abgesunken war:

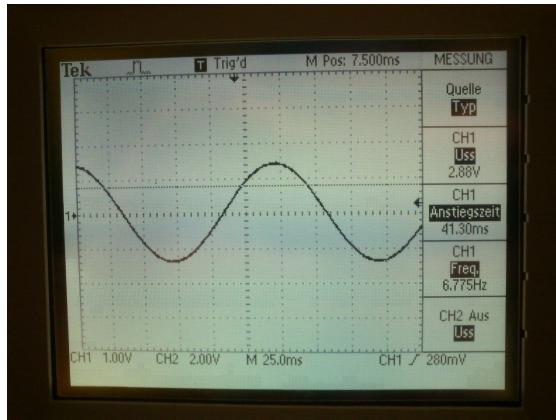


Abbildung 43: Ermittlung der Spannung ...

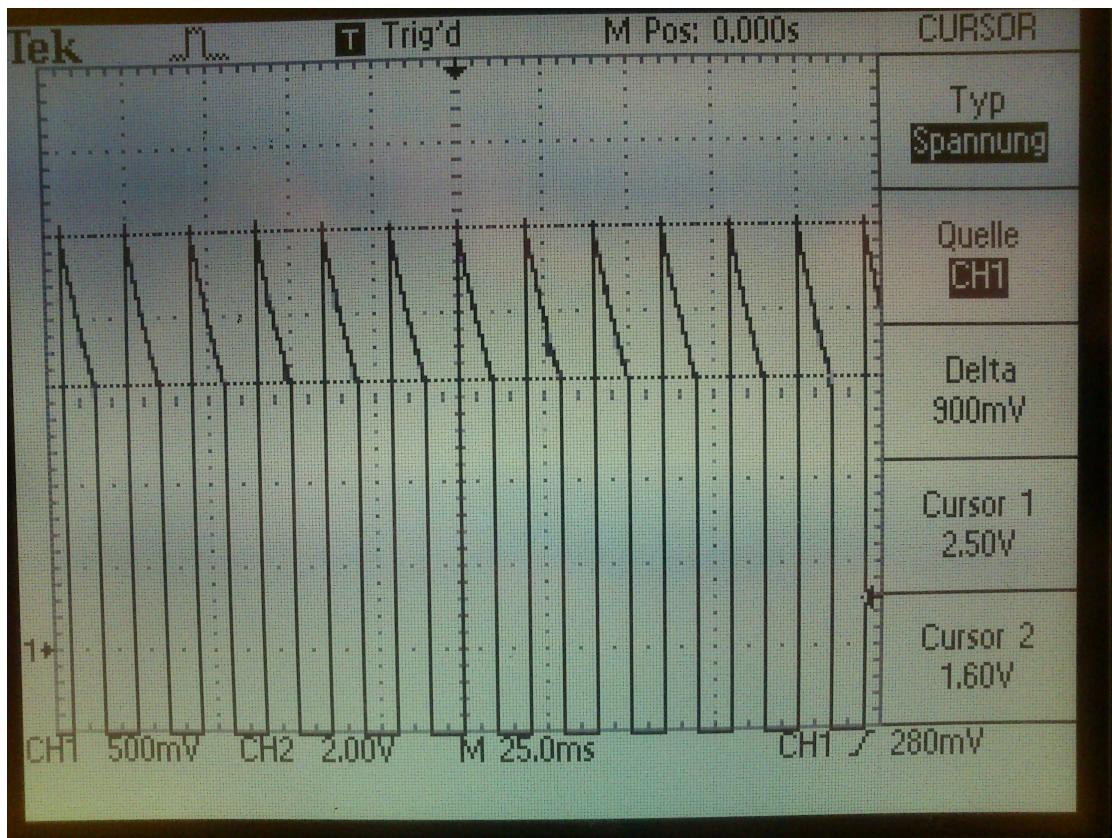


Abbildung 44: ...und die Grenzfrequenz

Somit ist der untere Grenzwert bei 6.77 Hz.

### Dachschräge

Bei dieser Möglichkeit wird die Dachschräge einer Rechteckspannung für die Messung der unteren Grenzfrequenz herangezogen:

Abbildung 45: Dachschrägenmessung an einer 50Hz-Rechteckspannung:  $\Delta U$

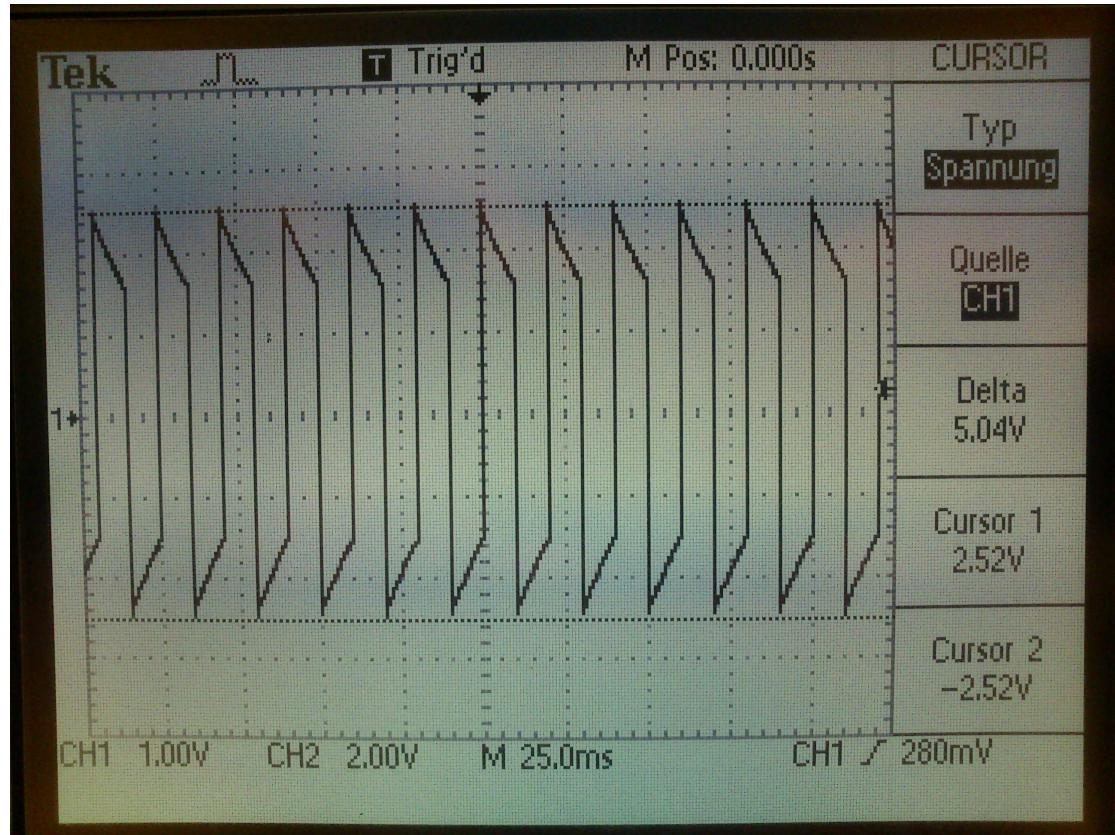


Abbildung 46: Dachschrägenmessung an einer 50Hz-Rechteckspannung:  $U_{ss}$

Damit lässt sich die untere Grenzfrequenz wie folgt berechnen:

$$D = 2 * U / U_{ss} = 0.9V / 5.04V; f = 50Hz$$

$\Rightarrow f_{gu} = \frac{f}{\pi} * \ln \frac{1}{1-D} = \frac{50Hz}{\pi} * \ln \frac{1}{1-D} = 3.1307Hz$  Dieser Wert ist etwa halb so groß wie der mit Möglichkeit 1 gemessene Wert. Ich vermute, dass die erste Methode günstiger ist, weil sich die Scheitelspannung eines Sinuses besser ablesen lässt, und die Grenzfrequenz direkt am Signalgenerator abgelesen werden kann.

### 3.17 Obere Grenzfrequenz und Bandbreite eines Rechtecksignals

#### Grenzfrequenz

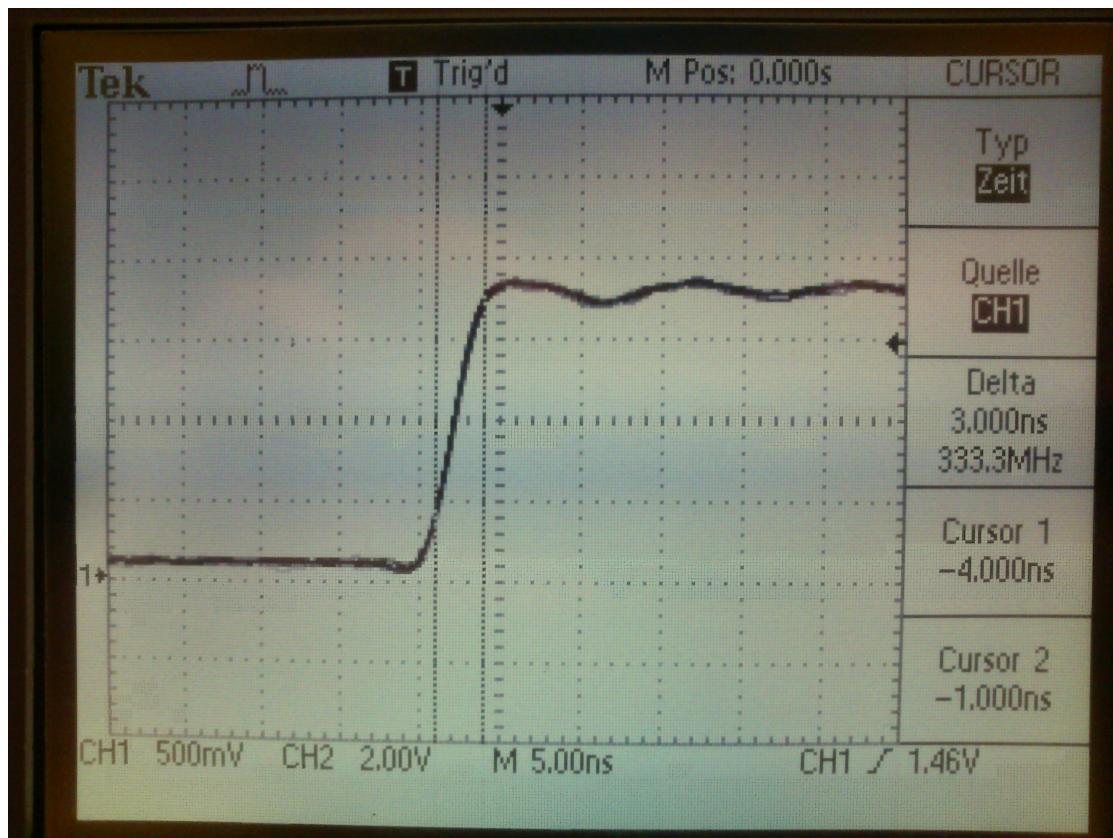


Abbildung 47: Messung der Anstiegszeit  $T_{ges}$  am Sync-Ausgang

Da weiterhin bekannt ist, dass die Eigenanstiegszeit ( $t_{sync}$ ) des Signalgenerators 1,4 ns beträgt, kann man die obere Grenzfrequenz berechnen:

$$t_{oszi} = \sqrt{t_{ges}^2 - t_{sync}^2} = 2.6533\text{ns}; \Rightarrow f_{og} = 0.35/t_{oszi} = 1.3191 \cdot 10^8 \text{Hz} = 131.91 \text{MHz}$$

Somit ist die berechnete Frequenz etwa 1,3 mal so groß, wie die Geräteangabe.

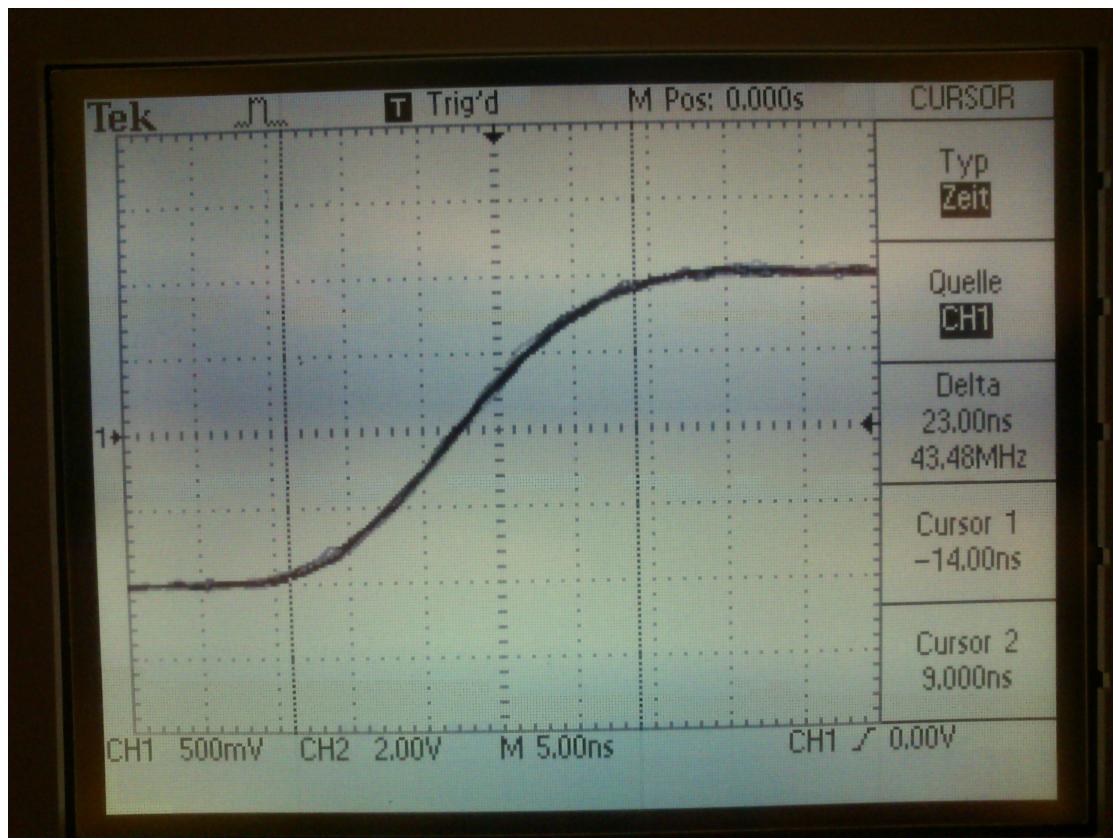
**Anstiegszeit der Rechteckspannung**

Abbildung 48: Messung der Anstiegszeit der normalen Rechteckspannung des Funktionsgenerators

Damit kann man die Bandbreite des Signals unter Berücksichtigung der Eigenanstiegszeit des Oszilloskops, die zuvor bestimmt wurde, berechnen:  $t_{sig} = \sqrt{t_{ges}^2 - t_{oszi}^2} = \sqrt{23ns^2 - 2.6533ns^2} = 22.957ns$

## Versuch 4

Im vierten Versuch ging es um die Verbindung zwischen Oszilloskop und Messobjekt.

### 4.18 Verwendbarer Frequenzbereich von Messleitungen

Bei diesem Versuch wurde eine Spannungsquelle ausgemessen. Doch statt des Tastkopfes wurde nur ein Koaxialkabel verwendet.

#### Grenzfrequenz

Die Grenzfrequenz, bei der das 4 V Sinussignal auf  $4V/\sqrt{2}$  abgeschwächt wird, wurde zu 340 kHz bestimmt.

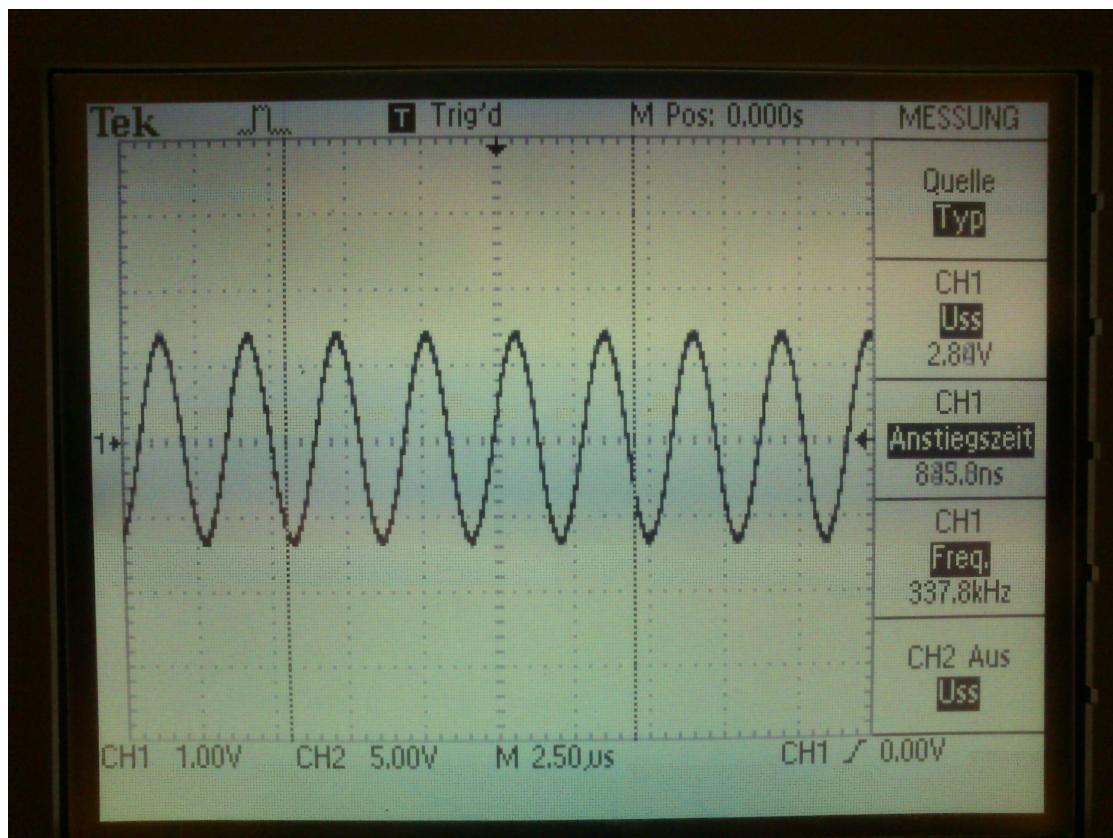


Abbildung 49: Bestimmung der Grenzfrequenz

Ich weiß nicht, wie ich mit den gegebenen Daten eine Aussage über die Eigenschaften des Kabels machen kann.

#### 4.18.1 Anstiegszeit

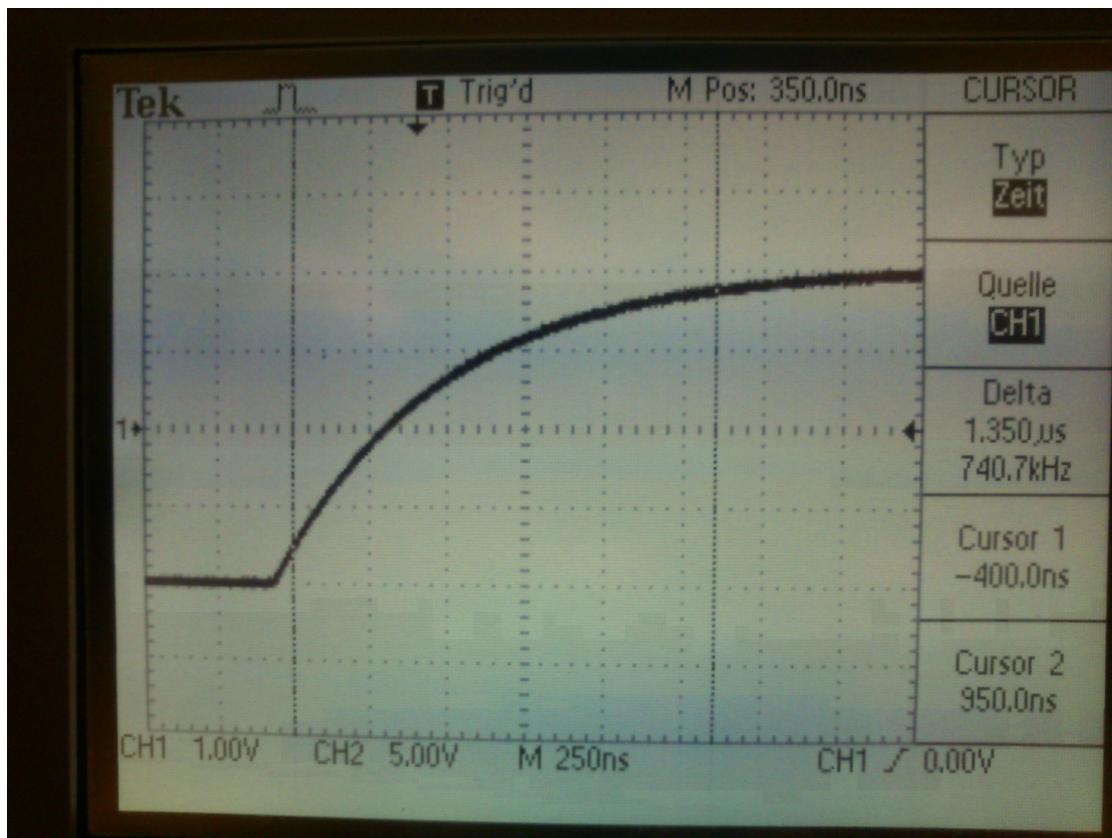


Abbildung 50: Bestimmung der Anstiegszeit mit Laborstripe

Die Anstiegszeit beträgt 1.350  $\mu$ s. Der Signalverlauf lässt sich über die Tiefpasscharakteristik des Kabels erklären:

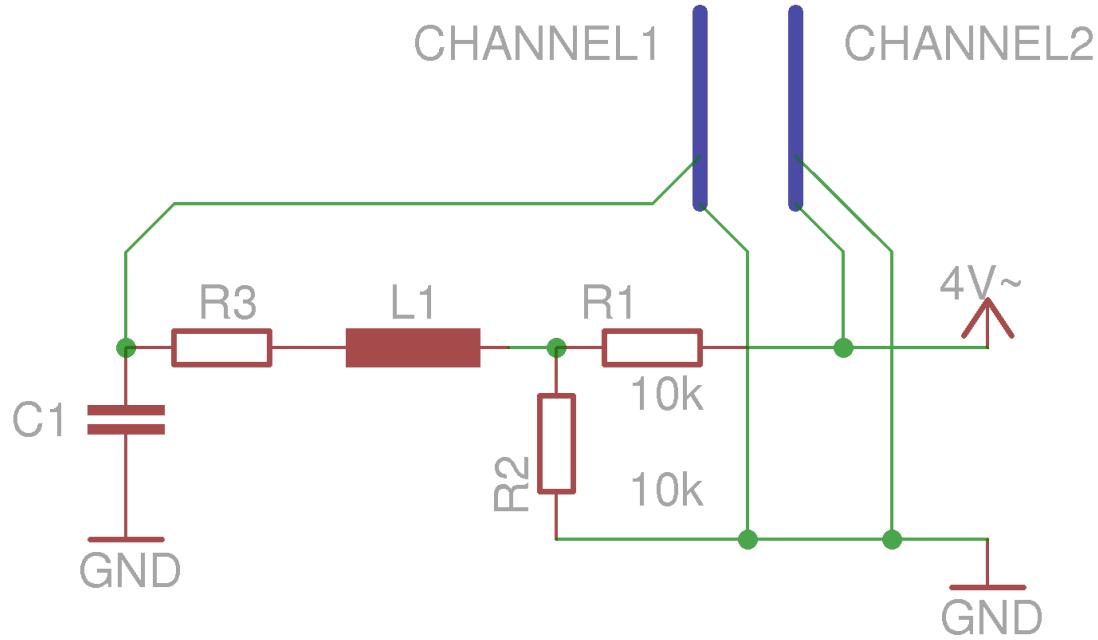


Abbildung 51: Ersatzschaltbild der Laborstrippe

Die Zeitkonstante beträgt dem Hinweis zufolge:  $T = \frac{t_2-t_1}{2,2} = \frac{t_r}{2,2} = \frac{1,35\mu S}{2,2} = 6,1364 * 10^{-7}$  Daraus könnte man mit  $T = RC \Rightarrow C = \frac{T}{R}$  die die Kapazität des Kabels bestimmen, wenn man R kennen würde. Leider ist dem nicht so.

## 4.19 Tastköpfe

### Frequenzkompensation

Damit die Frequenz exakt kompensiert wird, müssen die beiden Spannungsteiler den gleichen Teilungsfaktor besitzen:

Es muss also  $R_1 * C_1 = R_2 * (C_K + \frac{C_2 * C_{comp}}{C_2 + C_{comp}})$  gelten.

$$\Rightarrow \frac{R_1 * C_1}{R_2} - C_K = \frac{1}{\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{comp}}} \Rightarrow \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_{comp}} = \frac{1}{\frac{R_1 * C_1}{R_2} - C_K}$$

$$\Rightarrow C_{comp} = \frac{1}{\frac{R_1 * C_1}{R_2} - C_K} C_1 = 15pF, C_2 = 20pF, R_1 = 9M\Omega, R_2 = 1M\Omega \Rightarrow C_{comp} = 20pF$$

Wenn man einen normalen Schraubenzieher zum Einstellen verwendet, kann er die Einstellung mit seiner eigenen Kapazität beeinflussen.

Statt nur der Bandbreite ist es sinnvoll anzugeben, bis zu welcher Frequenz Signale unverzerrt dargestellt werden können, also den Frequenzgang.

### 4.19.1 Anstiegszeit

Die Anstiegszeit wurde mit dem Tastkopf zu 180 ns ermittelt, die Anstiegszeit mit Laborstripe ist als 7,5 mal so groß.



Abbildung 52: Bestimmung der Anstiegszeit mit Tastkopf

Damit lässt sich die Kapazitive Belastung der Spannungsquelle berechnen. Wir wissen, dass der Innenwiderstand der Spannungsquelle  $5\text{k}\Omega$  ist, somit folgt für die kapazitive Belastung:

$$T = 180\text{ns} = R * C, \quad R = 5\text{k}\Omega \Rightarrow C = \frac{T}{R} = \frac{180\text{ns}}{5\text{k}\Omega} = 36\text{pF}$$

#### 4.19.2 Bezugspotential

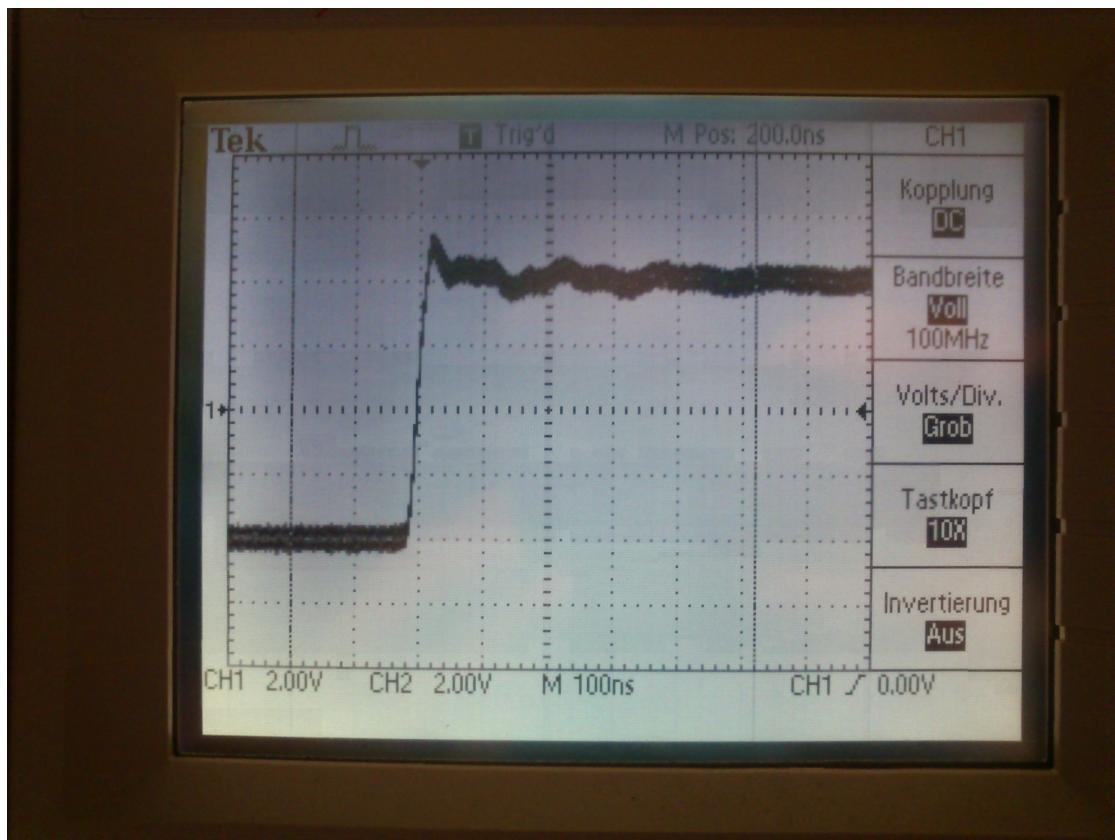


Abbildung 53: Einschwingvorgang bei offener Masseverbindung (grob)

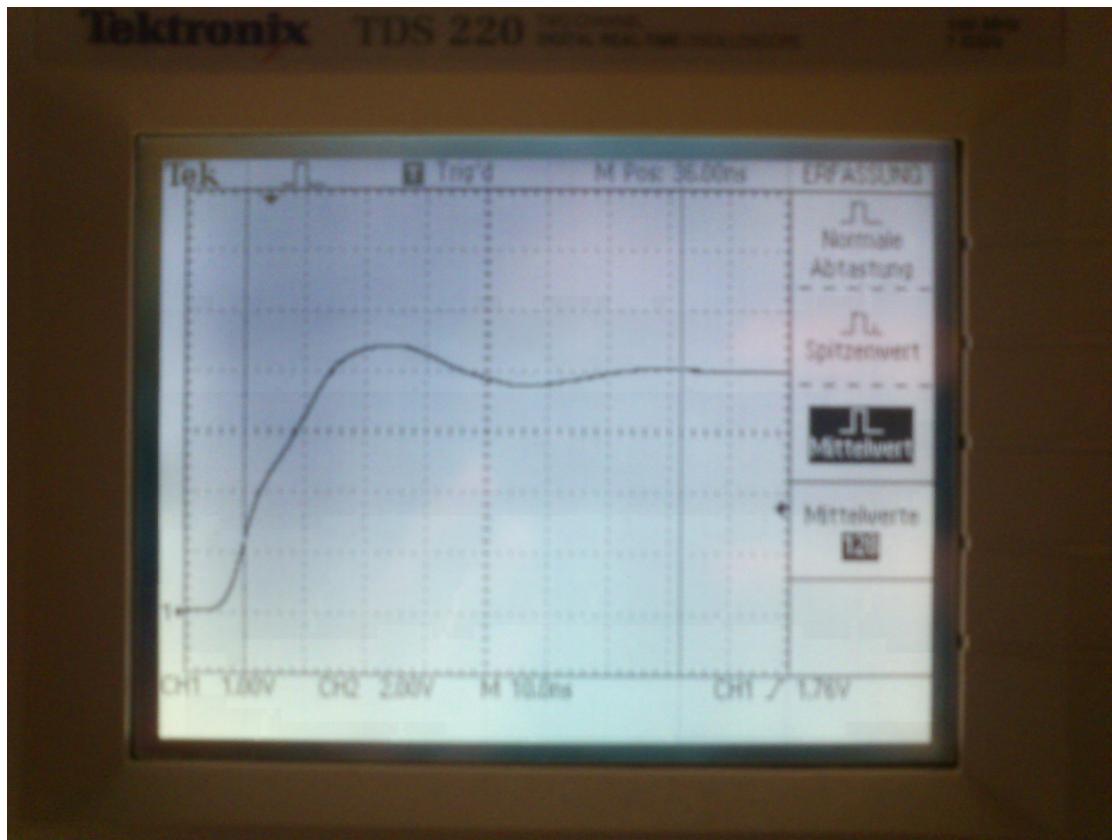


Abbildung 54: Einschwingvorgang bei offener Masseverbindung (fein)

Wie man erkennt, ist die Schwingung stark gedämpft und nach einer Periode praktisch nicht mehr erkennbar. Als Werte für die Einhüllende bleiben somit eigentlich nur (0ns, 0.5V), (20ns, 0.25V) und (45ns, 0.10V). Mit dem Ansatz aus der Anleitung folgt somit:  
 $U_0 = U(t = 0) = 0.5V; U(20ns) = U_0 * e^{(T * 30ns)} = 0.25V \Rightarrow T = -\frac{\ln(0.5V)}{20ns} = 0.34657\mu s$

Überprüft man dies nun mit dem 3. Wert, so erhält man:

$$U(45ns) = U_0 * e^{-T*45ns} = 0.10511V. \text{ Somit bestätigt sich die Berechnung.}$$

Schließt man nun den Masseanschluss auch noch an, so erhält man folgendes Bild:

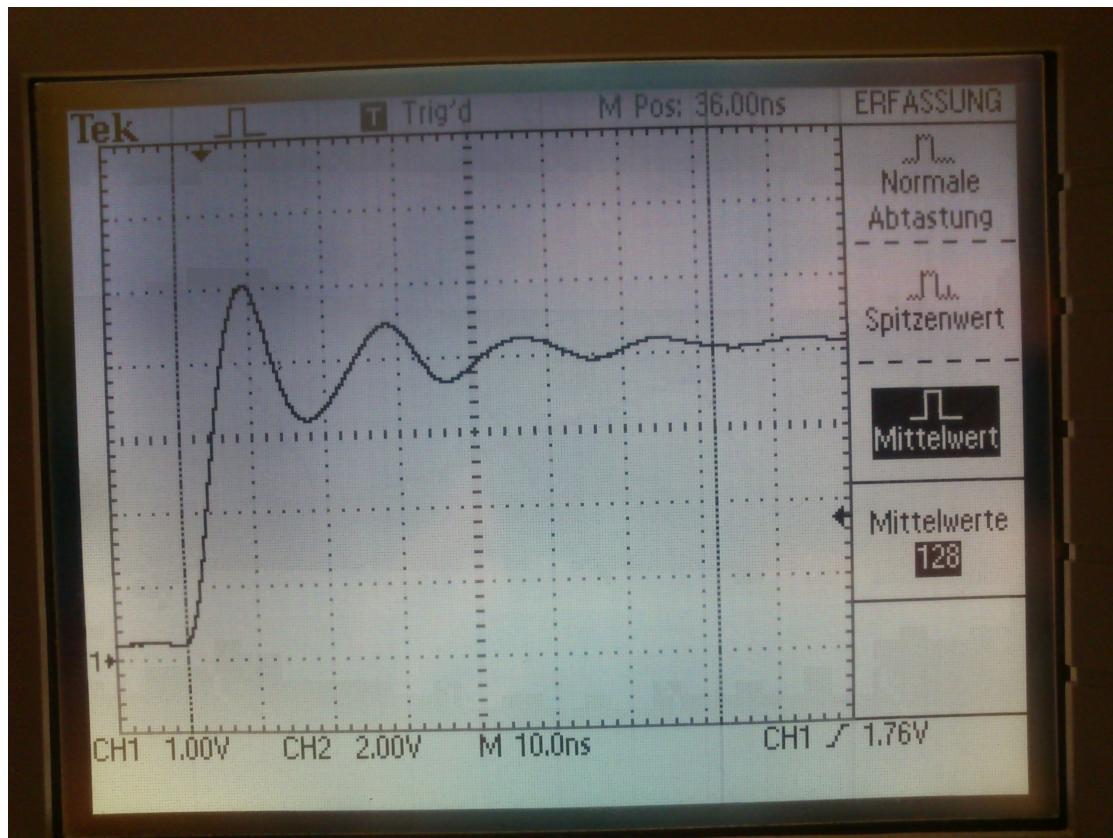


Abbildung 55: Einschwingvorgang bei geschlossener Masseverbindung

Eigentlich hätte ich erwartet, dass nun ein sauberes Rechtecksignal zu sehen sei, insbesondere, da in der Spannungsquelle keine nennenswerten Kapazitäten vorhanden sein sollten.

#### 4.20 Laufzeitmessung

In diesem Versuch wurde die Laufzeit in einem Koaxialkabel gemessen.

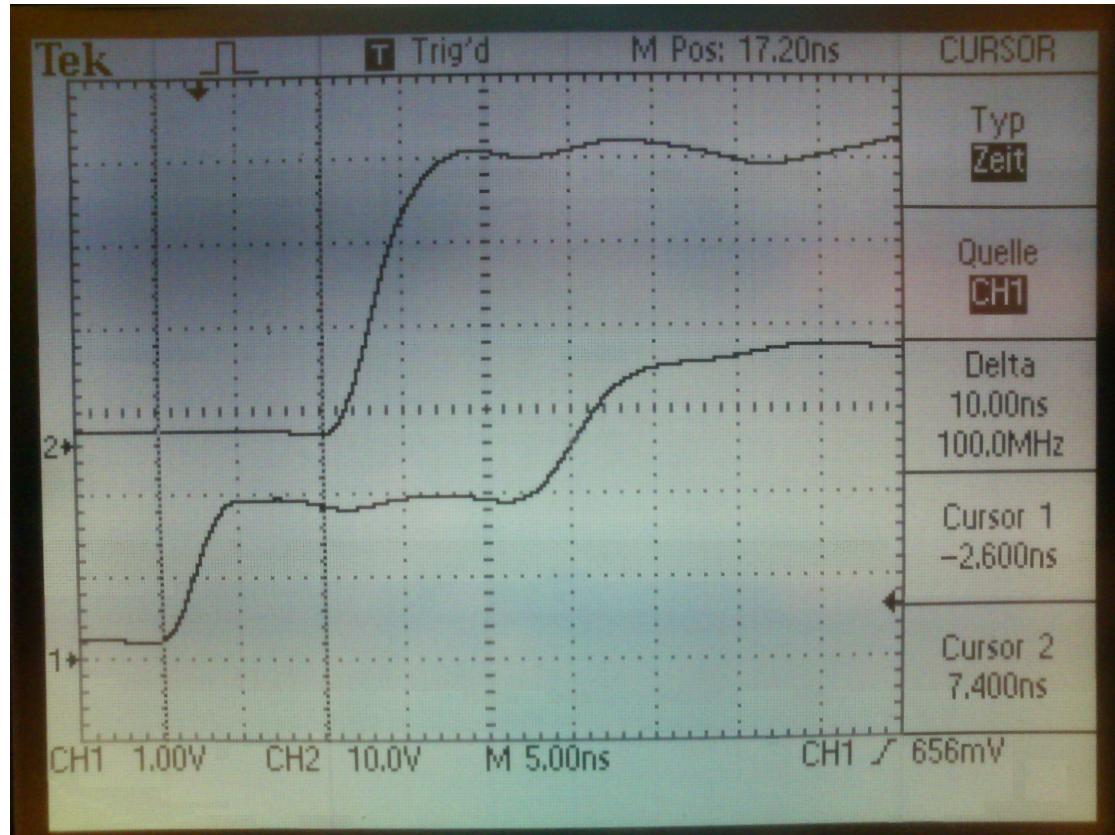


Abbildung 56: Die Laufzeit beträgt 10ns

Für die Dielektrizitätskonstante des Isolators gilt:

$$T_L = 10\text{ns} = \sqrt{\epsilon_r}/c * L; c = 3 * 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}; L = \text{Kabellänge} = 2\text{m}; \\ \Rightarrow \epsilon_r = (\frac{T_L}{L} * c)^2 = (\frac{10\text{ns}}{2\text{m}} * 3 * 10^8)^2 = 2.25$$

Der „seltsame“ Verlauf auf CH1 kommt von der Reflektion am Ende des 2. Kabels. Steckt man eine  $50\Omega$ -Terminierung auf, so verschwindet die Reflektion:

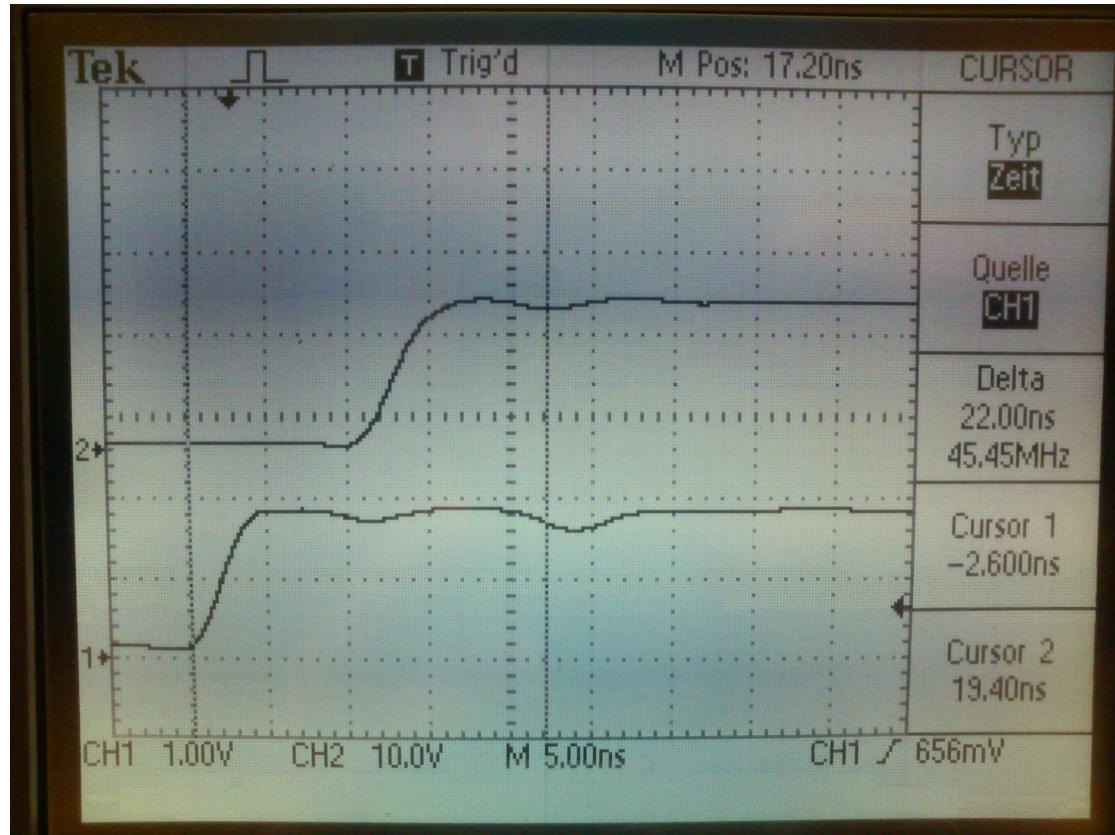


Abbildung 57: Das Signal mit passender Terminierung

Am Signalausgang sind die Effekte auf Grund des geringeren Flankensteilheit nicht mehr sauber zu erkennen.

Ein Kabel sollte terminiert werden, wenn die Signallaufzeit größer als ein sechstel der Anstiegszeit ist [3]. Somit genügt es, die Länge zu bestimmen, bei der die Signallaufzeit gerade ein sechstel der Anstiegszeit ist:  $T_L = 10\text{ns} = \sqrt{\epsilon_r}/c * L$ ;  $T_L = \frac{1.4\text{ns}}{6}$ ;  $\epsilon_r = 5,5 \Rightarrow L = \frac{T_L * c}{\sqrt{\epsilon_r}} = 0.029848\text{m} = 2,9\text{cm}$

Somit müsste man bei Kabeln über 3 cm Länge eigentlich eine Terminierung vorsehen. Die Webseite besagt jedoch auch, dass die Terminierung spätestens beim Doppelten bis 3-fachen dieses Wertes nötig sei. Somit käme man immerhin 12- bis 18 cm weit ohne Terminierung.

## 4.21 Spektralanalyse

### 4.21.1 Resonanzfrequenz, Bandbreite

Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises beträgt:

$$C = 1\text{nF} = 1 * 10^{-9}\text{F}; L = 0.1\text{mH} = 1 * 10^{-4}\text{H}; f_0 = \frac{1}{2*\pi*sqrt(LC)} = 503.29\text{kHz}$$

Das Amplitudenmaximum wurde bei 513kHz zu 13.1V bestimmt, also knapp 10kHz über dem errechneten Wert. 70% des Maximums sind als 9.17V. Diese treten bei 506kHz und 520kHz auf.

#### 4.21.2 Sweep-Messung

Als nächstes wurde die Sweep-Funktion des Signalgenerators mit folgenden Einstellungen aktiviert: Untere Frequenz: 400 kHz, obere Frequenz: 600 kHz, Sweep-Time: 1s. Dies ergab folgendes Bild:

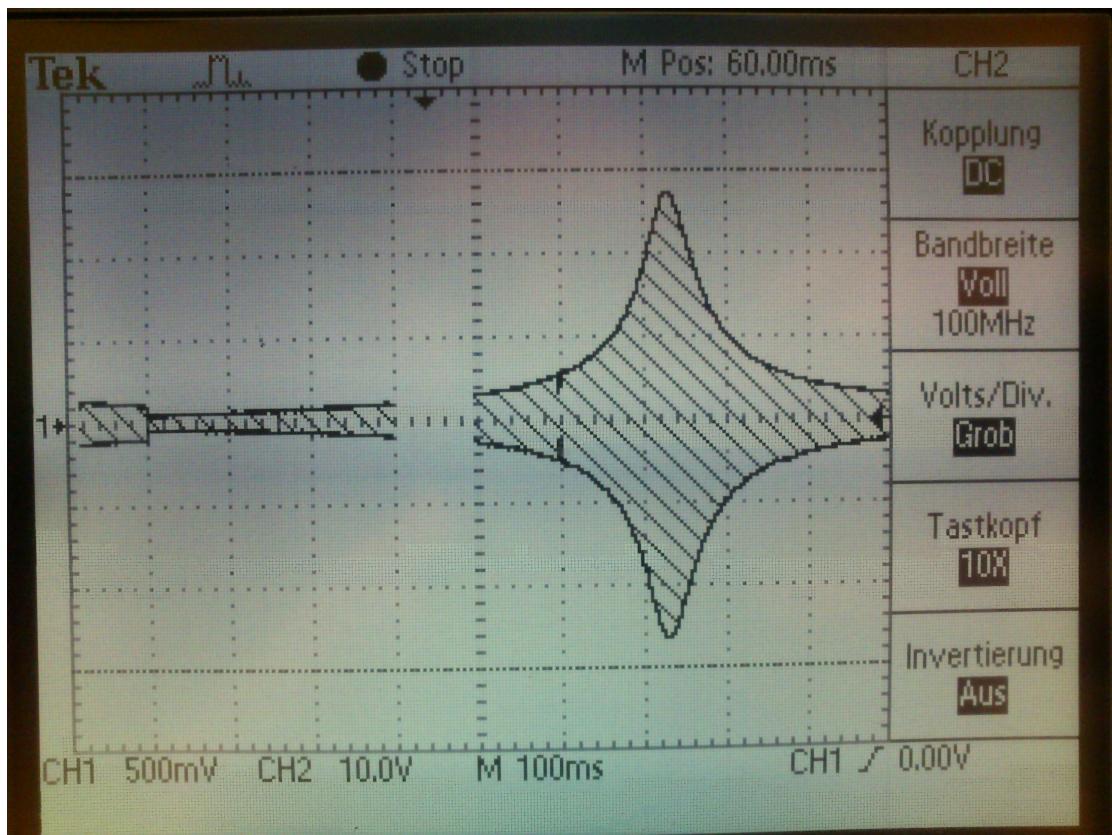


Abbildung 58: Sweep-Messung

Die Verschiebung der Resonanzfrequenz gegenüber den vorigen Werten röhrt wahrscheinlich daher, dass ich zwischenzeitlich den Versuch abbrechen musste, und ihn dann in der nächsten Woche fortgesetzt habe. Die neue Resonanzfrequenz betrug 525 kHz.

#### 4.21.3 Fourieranalysator

Hier eine Tabelle der ermittelten Fourierkomponenten:

Frequenz	Amplitude	Kommentar
175 kHz	1.32/2 V	1/3 der maximalen Amplitude
105 kHz	800/2 mV	1/5 der maximalen Amplitude
75 kHz	640/2 mV	knapp über 1/7 der maximalen Amplitude
58.33 kHz	520/2 mV	knapp über 1/9 der maximalen Amplitude

Als nächstes wurde der Schwingkreis mit einem Rechtecksignal von 10 kHz angesteuert. Dabei ergab sich folgendes Bild:

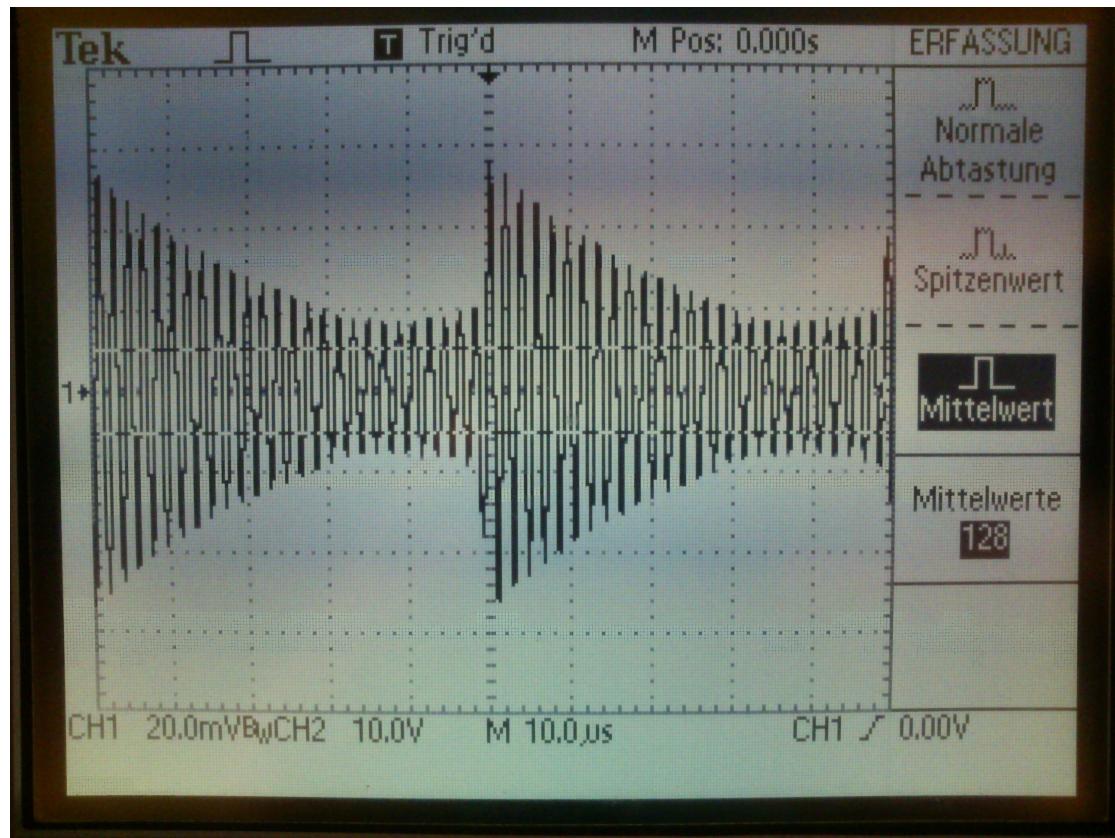


Abbildung 59: Reaktion des Schwingkreises auf eine Steigende Flanke

Man erkennt, dass 26 Schwingungen innerhalb von  $50 \mu\text{s}$  stattfinden, daraus folgt eine Frequenz von 0.4 MHz.

## 4.22 FFT

Die erste Spektrallinie wurde zu 1kHz, 63,2 dB bestimmt.

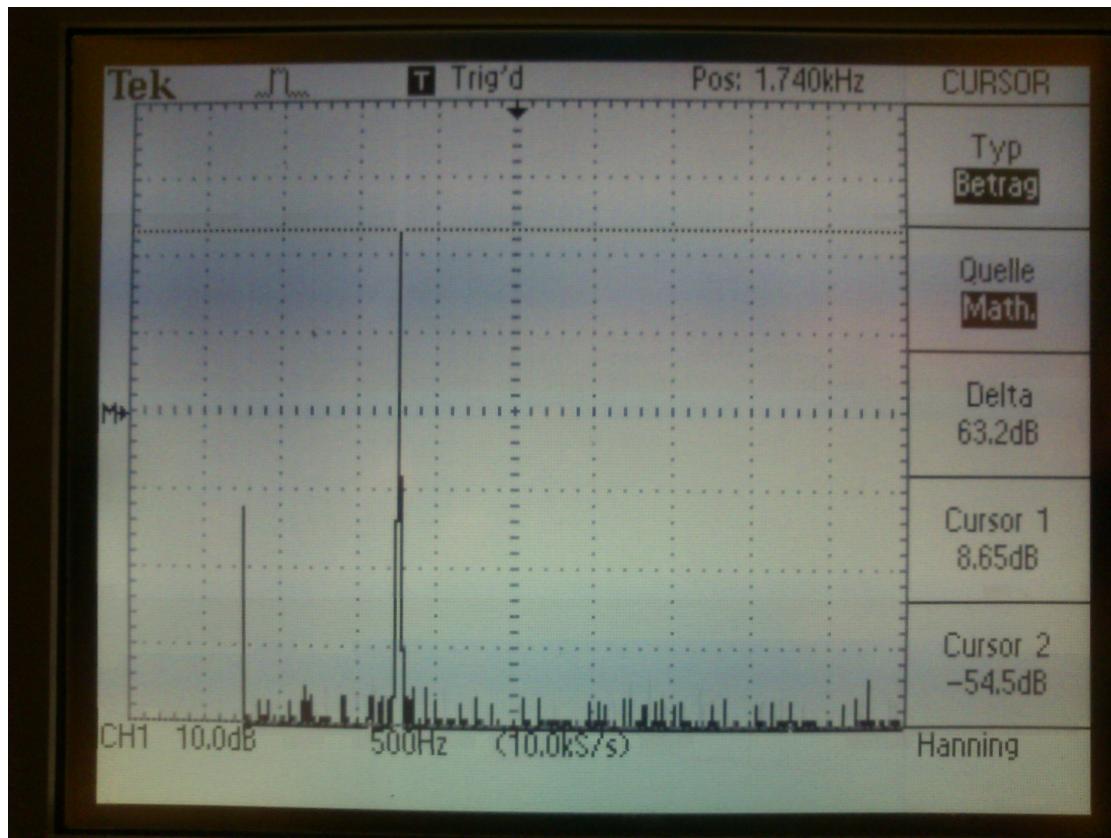


Abbildung 60: Bestimmung der Spektrallinien

Da die restlichen Spektrallinien nicht mehr über das Quantisierungsrauschen hinaustraten, haben ich den Signalgenerator auf Rechteck gestellt, damit traten deutlich erkennbare Harmonische auf:

Frequenz	Dämpfung	Amplitude
3 kHz	1,58 dB	$4,8 \text{ V} = U_1$
5 kHz	-3,75 dB	$2,6 \text{ V} = U_2$
7 kHz	-5,75 dB	$2.06 \text{ V} = U_3$
9 kHz	-7,35 dB	$1.7 \text{ V} = U_4$
11 kHz	-9,35 dB	$1.36 \text{ V} = U_5$

Der Klirrfaktor ergab sich somit zu:

$$\frac{\sqrt{\sum_{k=1}^3 U_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=0}^3 U_k^2}} = 0.82479$$

Dann wurde der Signalgenerator auf Dreieck gestellt:

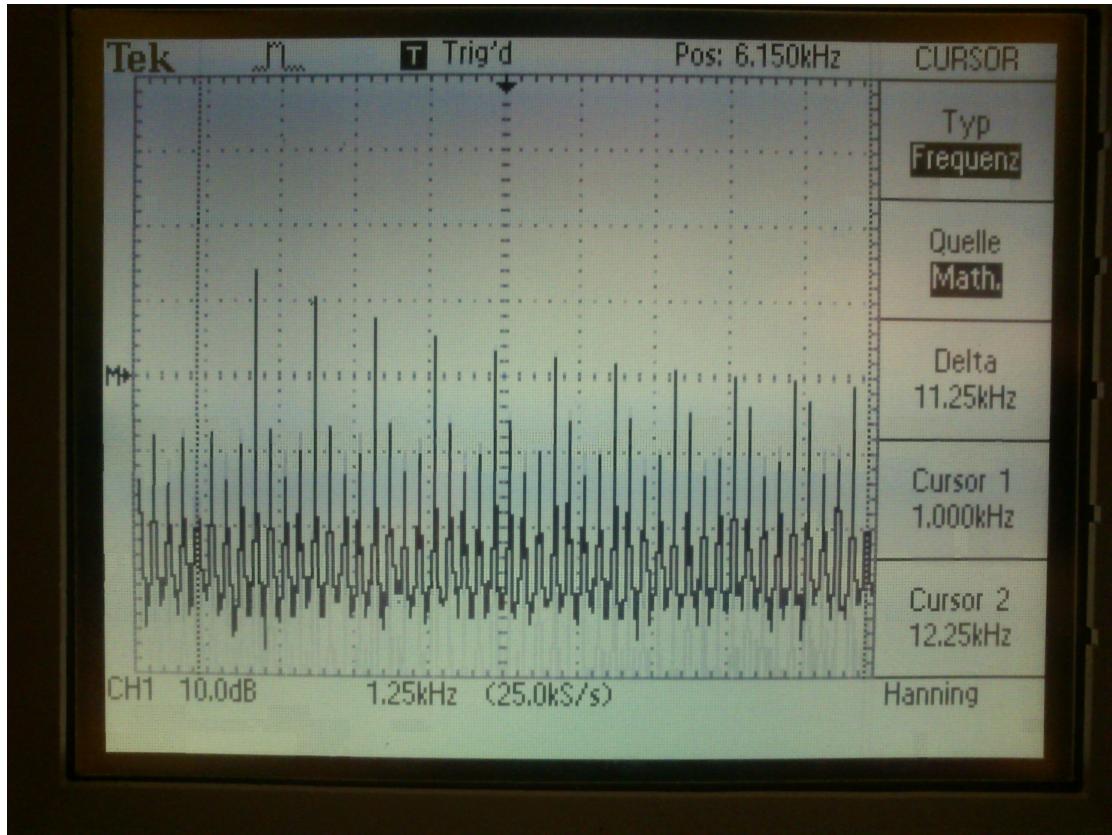


Abbildung 61: Spektrum des Dreieckssignals

## Versuch 5

### 5.23 Kennlinien eines Transistors

Der Vorgegebene Schaltplan wurde in Pspice eingegeben und die Simulation mit den Vorgegebenen Werten gestartet. Im Simulationsfenster wurde bei einer Kollektorspannung bestimmt:

Basistrom	Kollektorstrom	$\beta = \frac{I_C}{I_B}$
1 $\mu A$	121.4 $\mu A$	121.4
2 $\mu A$	267.3 $\mu A$	133.65
3 $\mu A$	422.6 $\mu A$	140.87
4 $\mu A$	583.3 $\mu A$	145.82
5 $\mu A$	748.0 $\mu A$	149.60
6 $\mu A$	915.8 $\mu A$	152.63
7 $\mu A$	1086.1 $\mu A$	155.16
8 $\mu A$	1258.5 $\mu A$	157.31
9 $\mu A$	1432.6 $\mu A$	159.10
10 $\mu A$	1608.3 $\mu A$	160.83

Abbildung 62: Kollektorstrom bei  $U_{CE} = 4V$

Damit kann man den Kollektorstrom berechnen:

$$I_B = 10\mu A \Rightarrow \beta = 160.83; I_C = \beta * I_B \Rightarrow I_C = 160.83 * 10\mu A = 1608.3\mu A = 1.6083mA$$

Misst man stattdessen nach, so erhält man 1.5459mA bei 1V oder 1.6289mA bei 5V.  
Der Ausgangswiderstand berechnet sich zu:

$$R_{aus} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{5V - 1V}{1.6289mA - 1.5459mA} = \frac{4V}{0.083mA} = 48.193k\Omega$$

### 5.24 Entwurf, Simulation und Aufbau eines Transistorverstärkers (Kollektorschaltung)

Wenn man die Quelle direkt an den Verbraucher anschliesst, gilt:

$$U_L = U_{Ein} * \frac{R_L}{R_i + R_L}$$

$$U_L = U_{Ein} * \frac{R_L + \frac{1}{j*\omega*C}}{R_i + (R_L + \frac{1}{j*\omega*C})}$$

$$R_I = 10k\Omega, R_L = 4.7k\Omega, C_L = 1\mu F$$

Da die Frequenz bei dieser Frage nicht angegeben ist, lässt sie sich nicht genauer beantworten.

## Simulation

Die Spannungsverstärkung des Transistors ist in etwa 1, weil der Basisstrom durch die Beschaltung in etwa nur ein Hundertstel des des Emitterstroms beträgt.

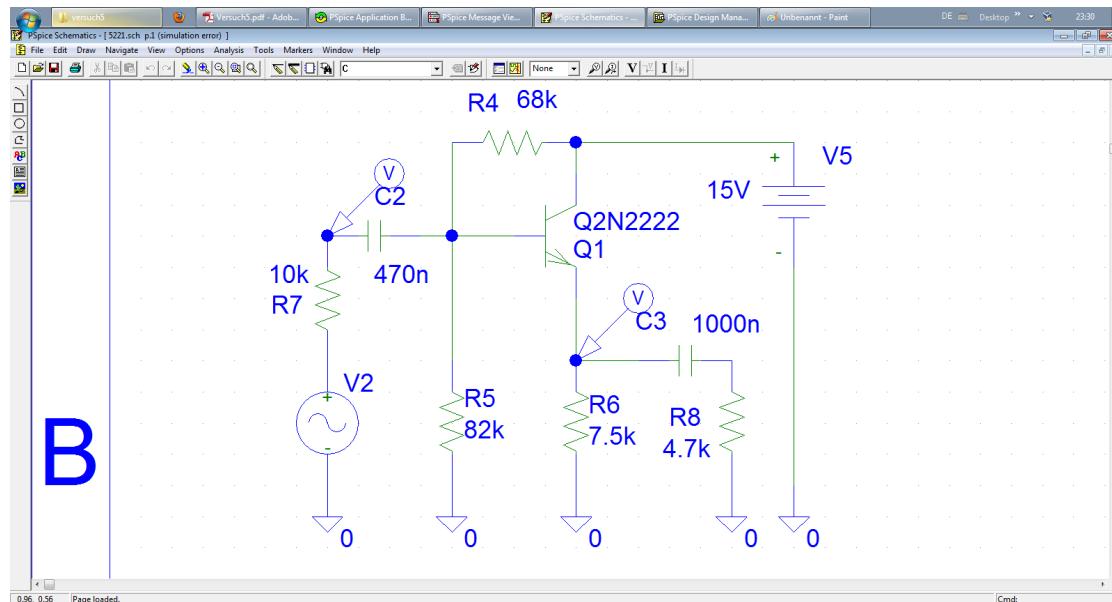


Abbildung 63: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

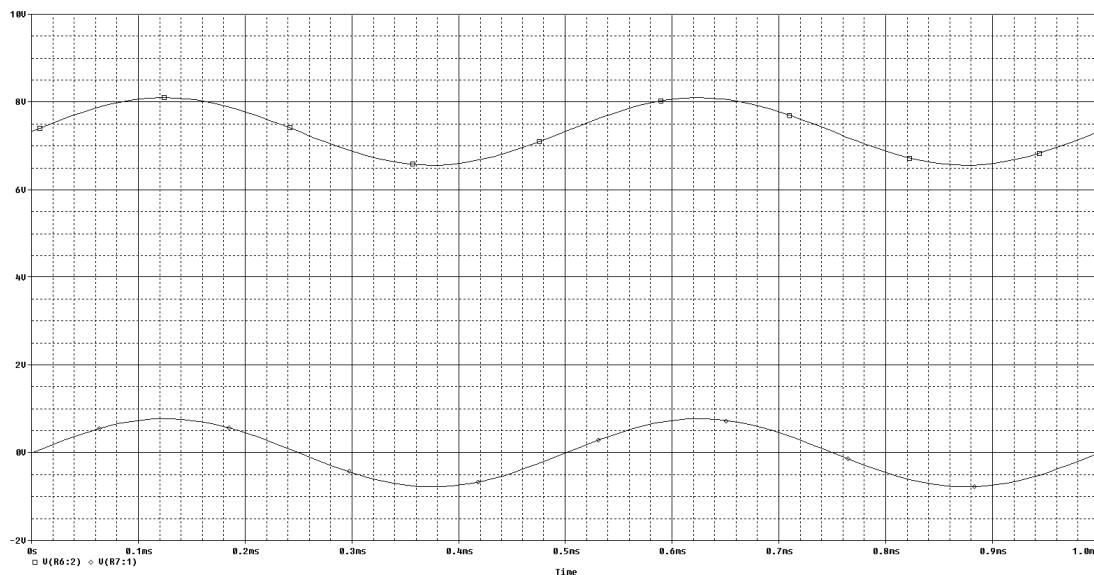


Abbildung 64: Simulationsergebnis

Als Nächstes habe ich die Amplitude auf 10V erhöht. Dabei ergab sich folgender Spannungsverlauf:

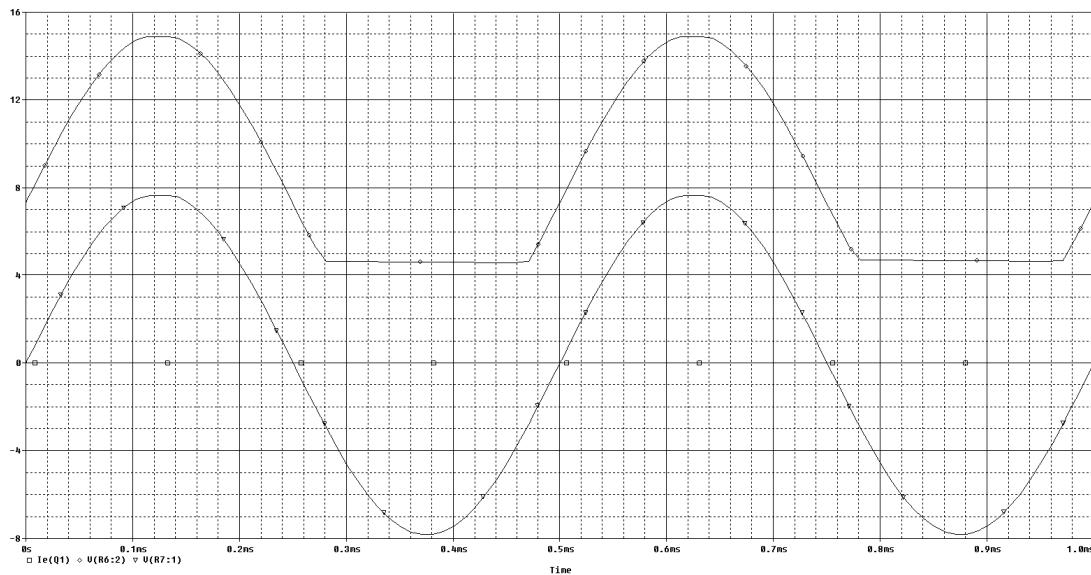


Abbildung 65: Simulationsergebnis

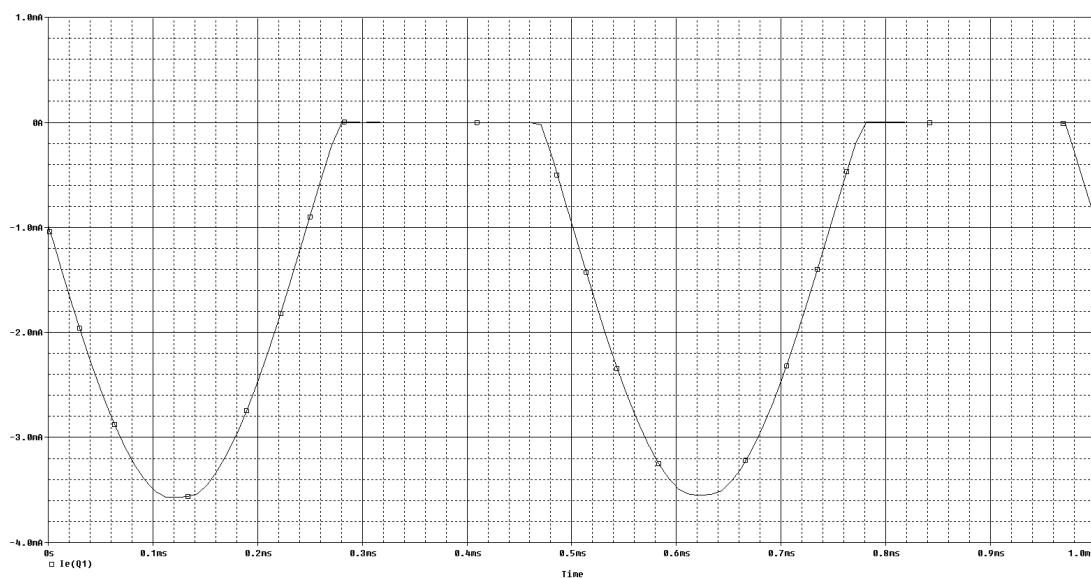


Abbildung 66: Simulationsergebnis: Nur Strom

Es zeigen sich deutlich die Clipping-Effekte bei einer Ausgangsspannung unterhalb 4.65V.

Dieser Effekt röhrt daher, dass der Kondensator C3 das Spannungsniveau hält. bei den 4.65V trifft die (steigende) Ladekurve des Kondensators auf die (fallende) Spannungskurve des variablen Widerstandsteilers aus Q1 und R6, daher erscheint ein deutlich sichtbarer Knick im Verlauf der Ausgangsspannung. Um die Spannung auch auf der negativen Halbwelle tiefer einstellen zu können müsste R6 kleiner gewählt sein (mit allen Folgen), oder man verwendet gleich auch einen Transistor, dann lässt sich auch eine kapazitive Last mit weniger Verzerrungen ansteuern.

Bei niedrigen Frequenzen dominiert die Hochpasscharakteristik des Filters aus R7, C2 und R5. Das Eingangssignal wird also vom Filter gedämpft, daher wird der Transistor nicht voll angesteuert und somit ist die Verstärkung insgesamt eher schwach, obwohl der Transistor an sich mit den niedrigen Frequenzen kein Problem hätte.

Die Amplitude des Eingangssignals steigt bei niedrigen Frequenzen an, weil der Kondensator dort hochohmig(-er) ist. Somit wird die Reale Spannungsquelle aus V2 und R7 schwächer belastet und kommt somit ihrer Leerlaufspannung näher.

### Messung

Die aufgebaute Platine lieferte folgende Ausgangsspannung:

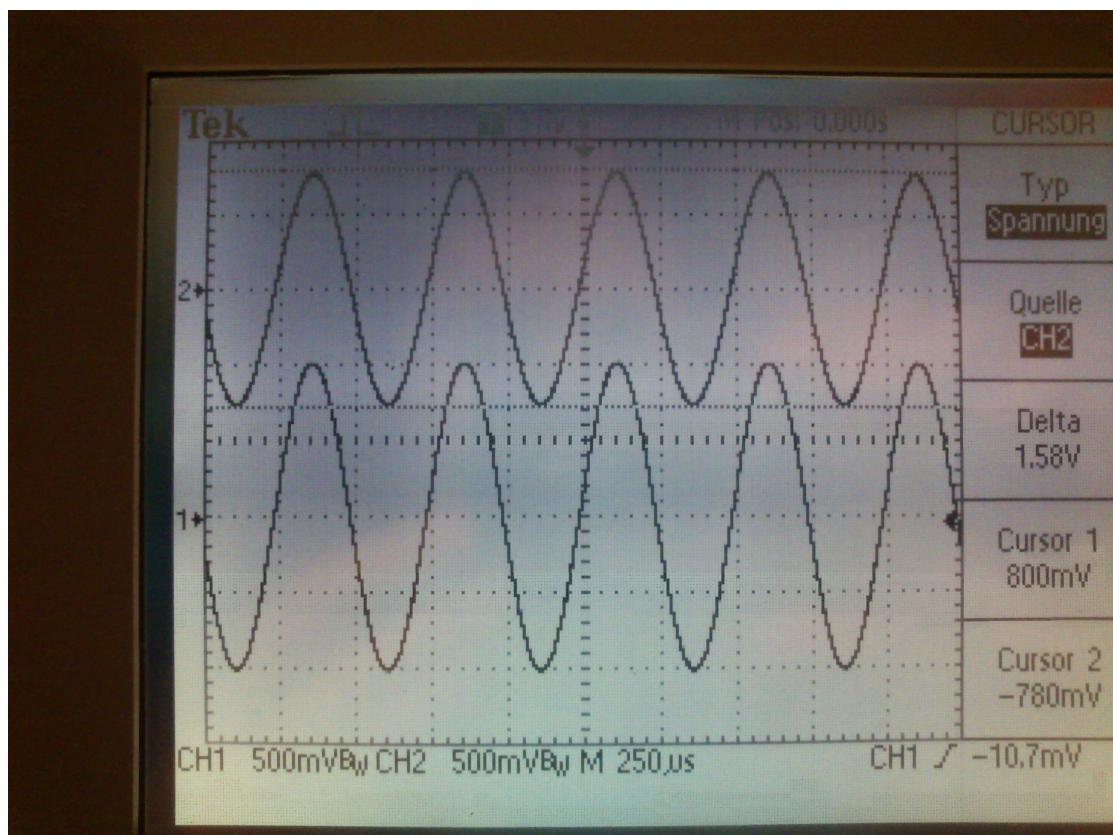


Abbildung 67: Ausgangsspannung bei 2kHz: 1.58V, Eingangsspannung: 1.02V

Die reale Schaltung liefert mehr Spannung als erwartet. Es ergibt sich somit ein Verstärkungsfaktor von  $\frac{1.58}{1.02} = 1.549 \approx 1.55$ .

## 5.25 Entwurf, Simulation und Aufbau eines Transistorverstärkers (Emitterschaltung)

### Simulation

Die Bauteilwerte wurden wie folgt bestimmt:

Bauteil	Wert
C1	79.6nF, verwendet 220nF
C2	9.3 $\mu$ F, verwendet 22 $\mu$ F
R1	100k $\Omega$
R2	8.2k $\Omega$ , verwendet: 9.1k $\Omega$
R3	171.43 $\Omega$
RC	20k $\Omega$
RE	2k $\Omega$

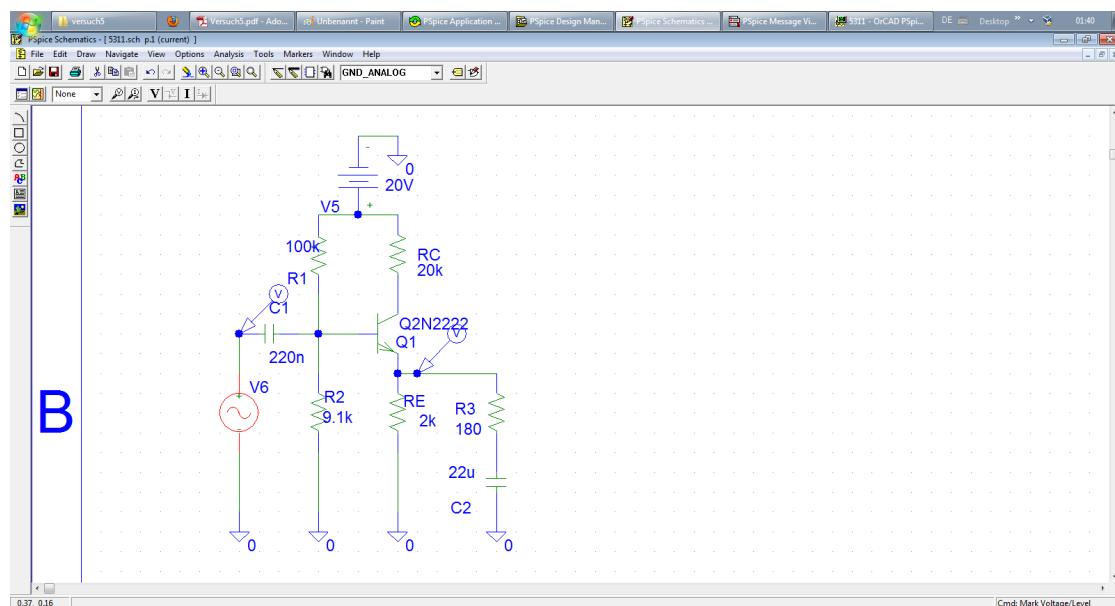


Abbildung 68: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

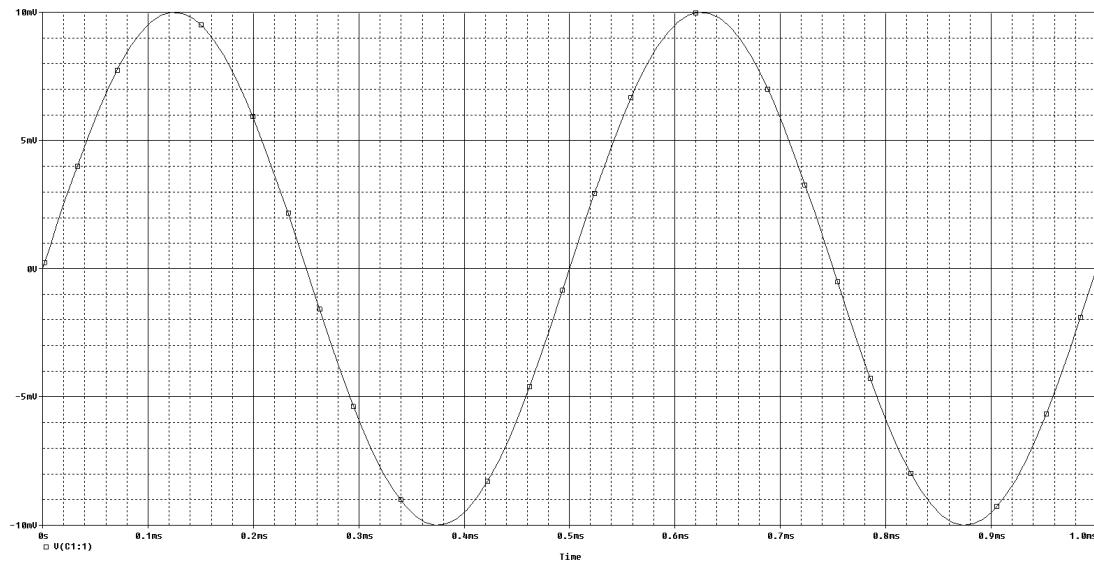


Abbildung 69: Simulationsergebnis: Eingangsspannung

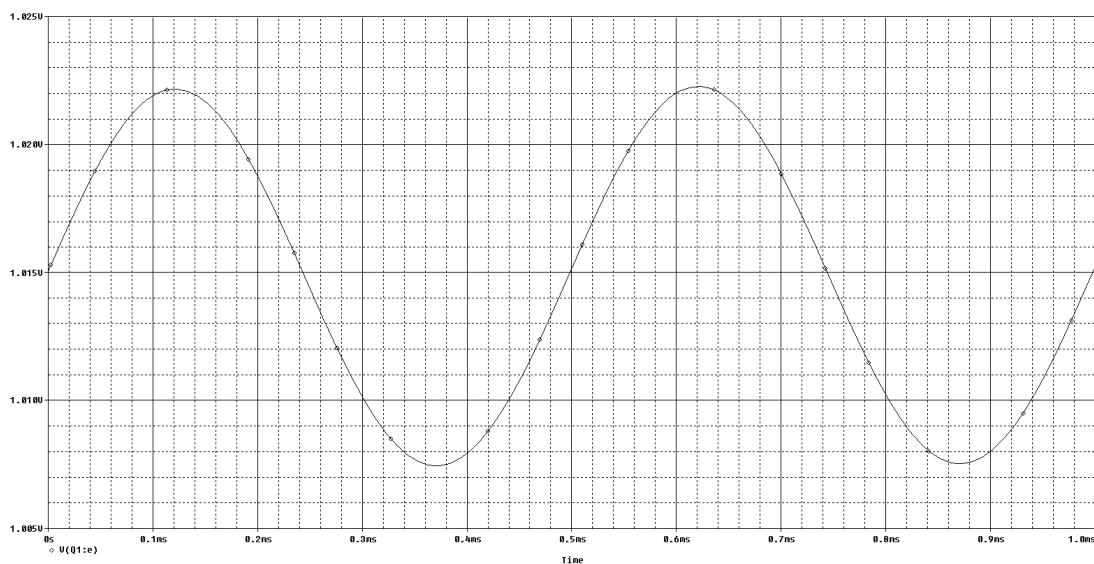


Abbildung 70: Simulationsergebnis: Ausgangsspannung

Die simulierte Verstärkung ist  $\frac{1.22}{0.01} = 122$ .  
Als nächstes habe ich die Amplitude der Signalquelle verzehnfacht:

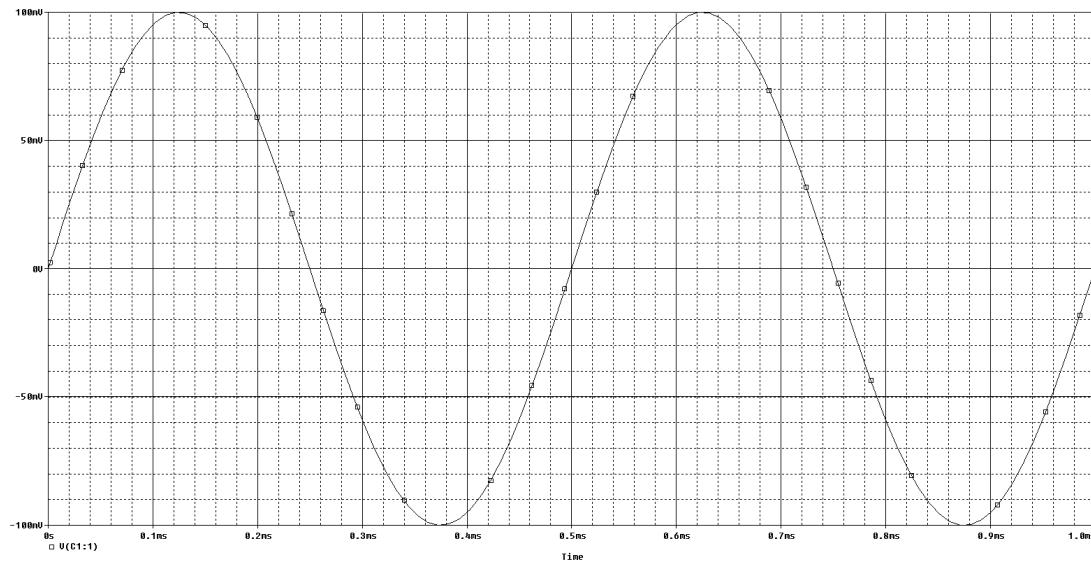


Abbildung 71: Simulationsergebnis: Eingangsspannung

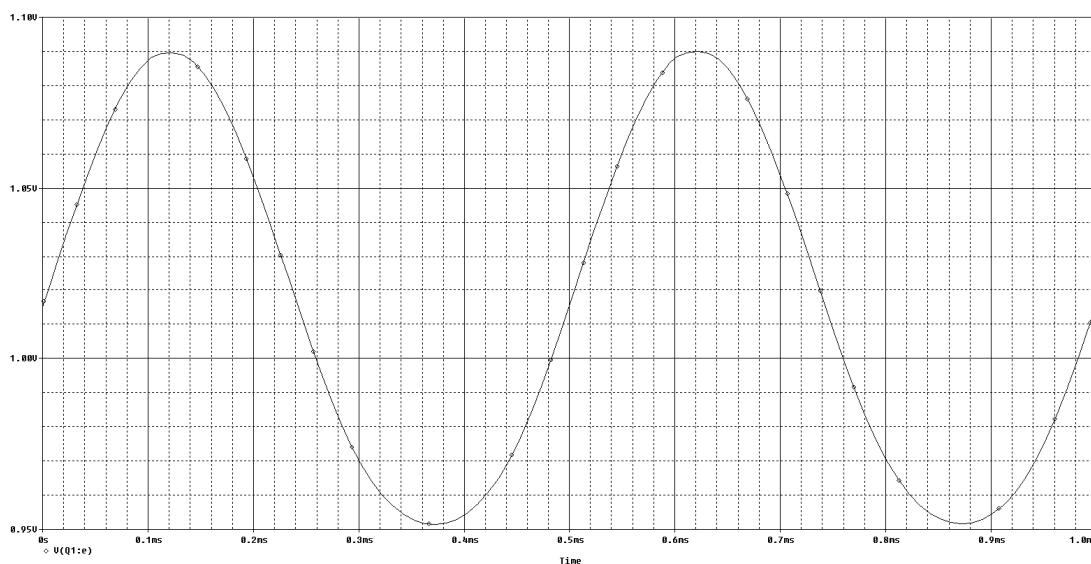


Abbildung 72: Simulationsergebnis: Ausgangsspannung

Man sieht deutlich, dass der Mittelwert des Ausgangssignals durch die Bezugspunktverschiebung des Transistors nach oben verschoben wurde. Die Verzerrungen wurden noch im Frequenzbereich untersucht:

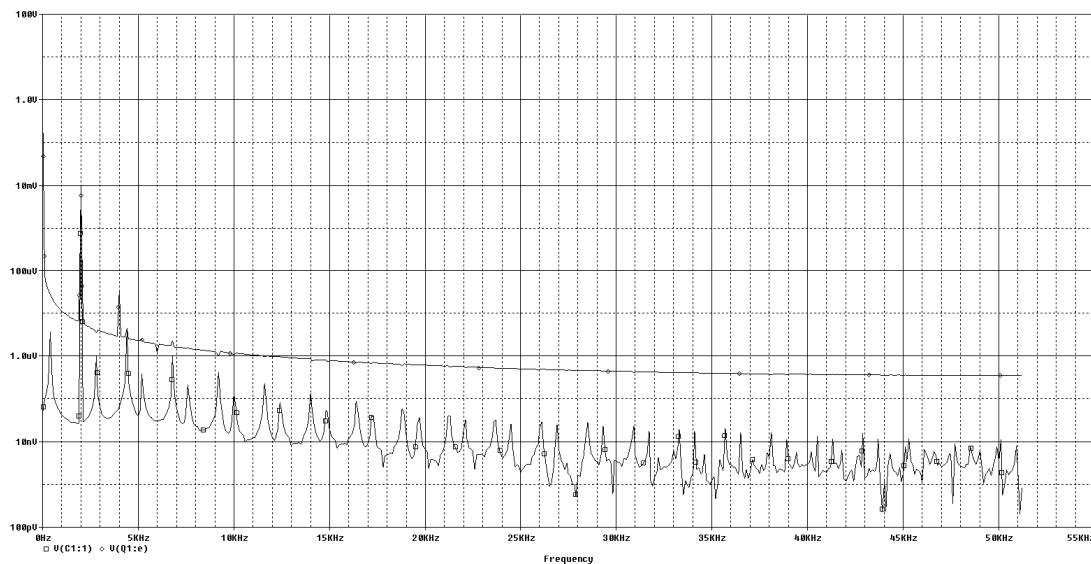


Abbildung 73: Simulationsergebnis bei 10mV Eingangsspannung

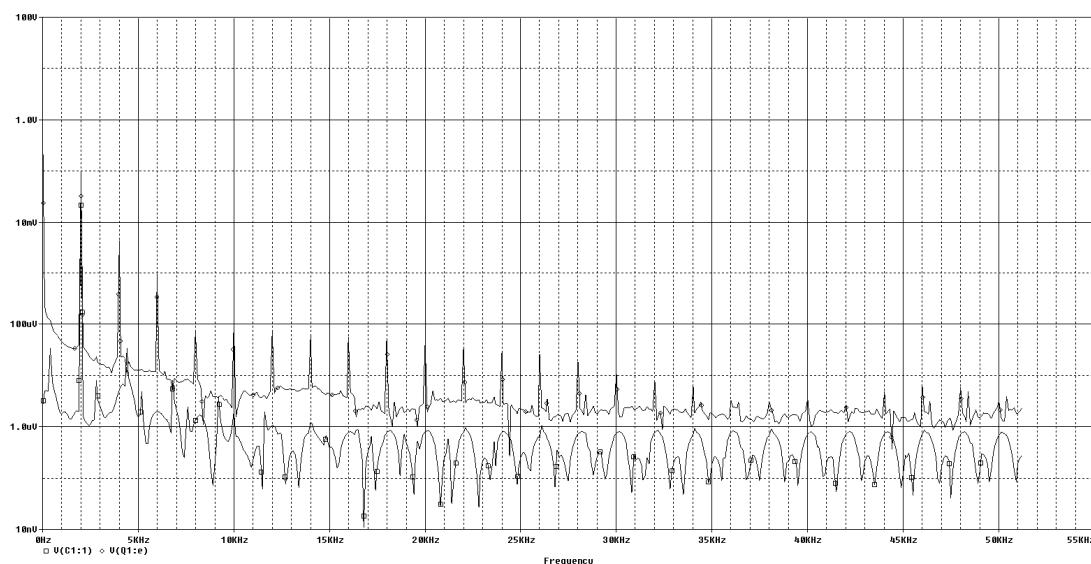


Abbildung 74: Simulationsergebnis bei 100mV Eingangsspannung

Die Spitzenwerte der Oberwellen sind: 70mV, 45mV, 510 $\mu$ V, 100 $\mu$ V, 100 $\mu$ V. Daraus ergibt sich der Klirrfaktor wie folgt:

$$\sqrt{\frac{\sum_{k=2}^5 U_k^2}{\sum_{k=1}^5 U_k^2}} = 0.54$$

Dann führte ich noch einen AC-Sweep aus:

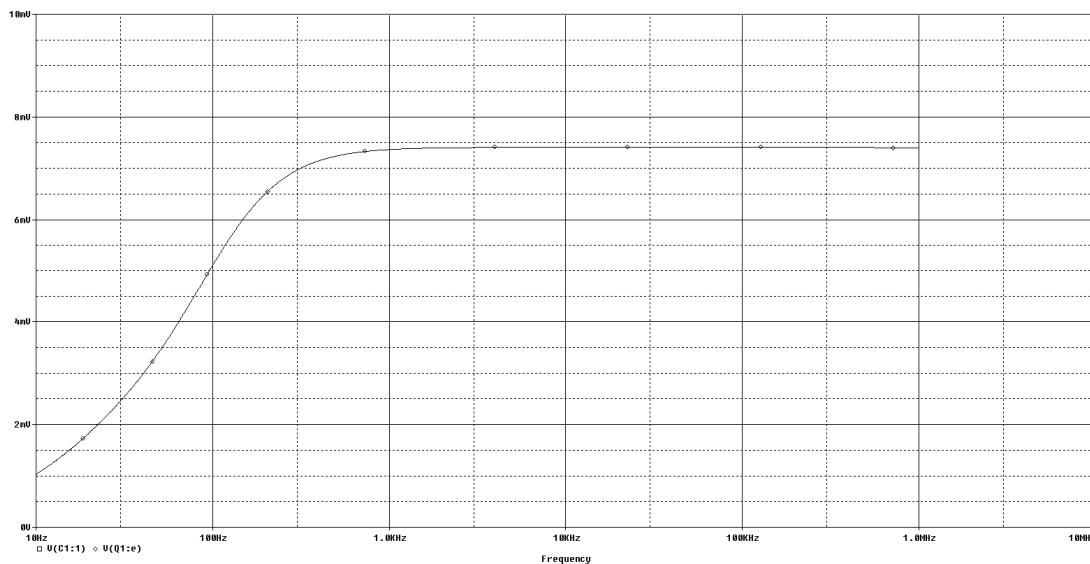


Abbildung 75: Simulationsergebnis Ausgangsspannung im Abhängigkeit der Frequenz

### Messung

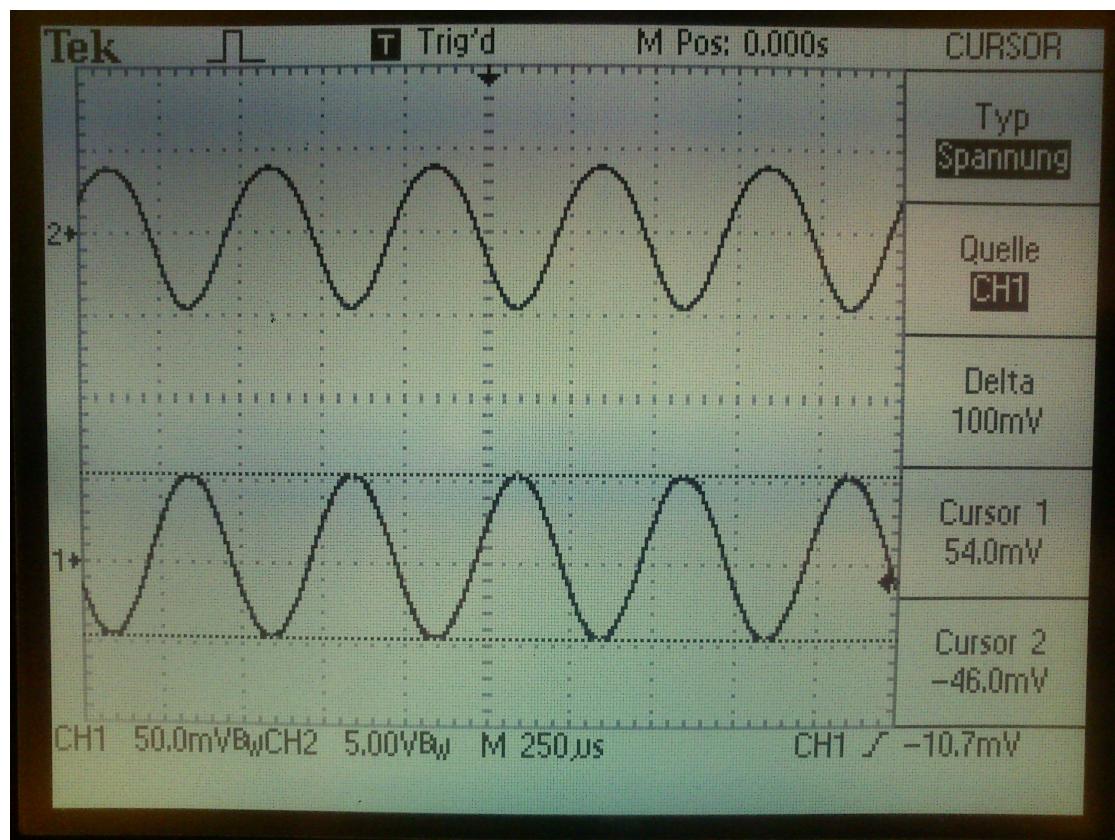


Abbildung 76: Bestimmung der Eingangsspannung zu 100mV

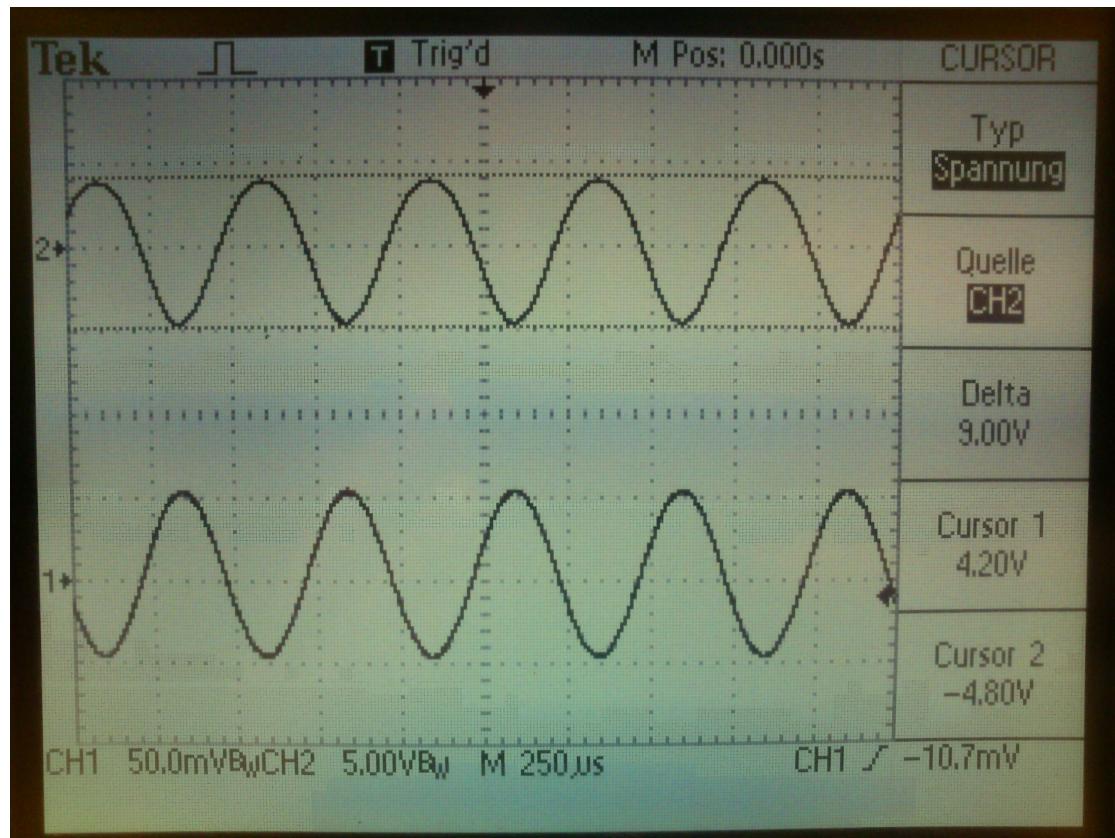


Abbildung 77: Bestimmung der Ausgangsspannung zu 9V

Daraus ergibt sich die Verstärkung zu  $\frac{9V}{100mV} = 90$  und bleibt damit weit hinter der Erwartung zurück. Die Grenzfrequenz des Verstärkers wurde zu 370kHz bestimmt.

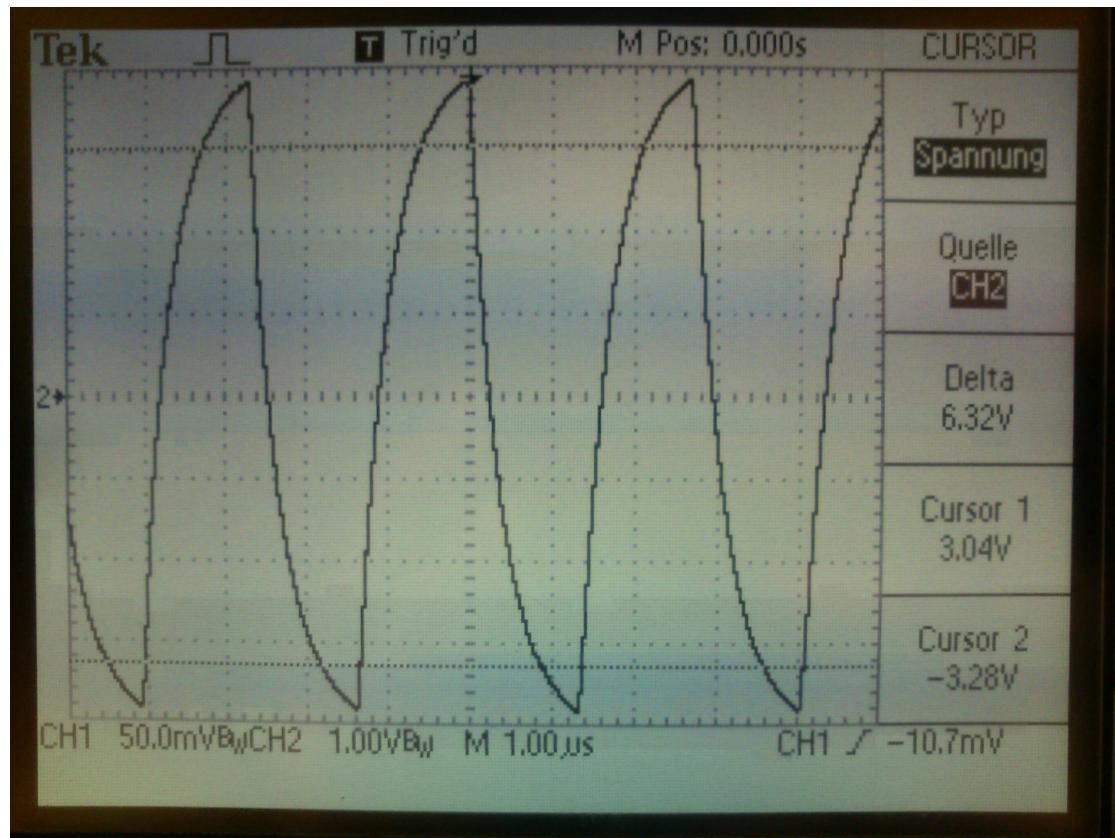


Abbildung 78: Signalform bei Rechteckspannung

Die Form kommt von der Hochpasscharakteristik des Eingangsfilters her. Die steilen Signallanken können es quasi ungedämpft passieren, während die normalen Signale abgeschwächt werden.

Als nächstes wurde der Verstärker mit dem Digitalmultimeter verbunden und mit Kältespray behandelt. Die Spannungsverstärkung stieg dadurch an. Man sieht den Effekt nur 10 fach verstärkt, weil die Beschaltung den Transistor 'zähmt'. Durch die gesteigerte Amplitude verschiebt sich der Bezugspunkt stärker während jeder Schwingung und dämpft somit das Signal.

## 5.26 Transistor als Schalter

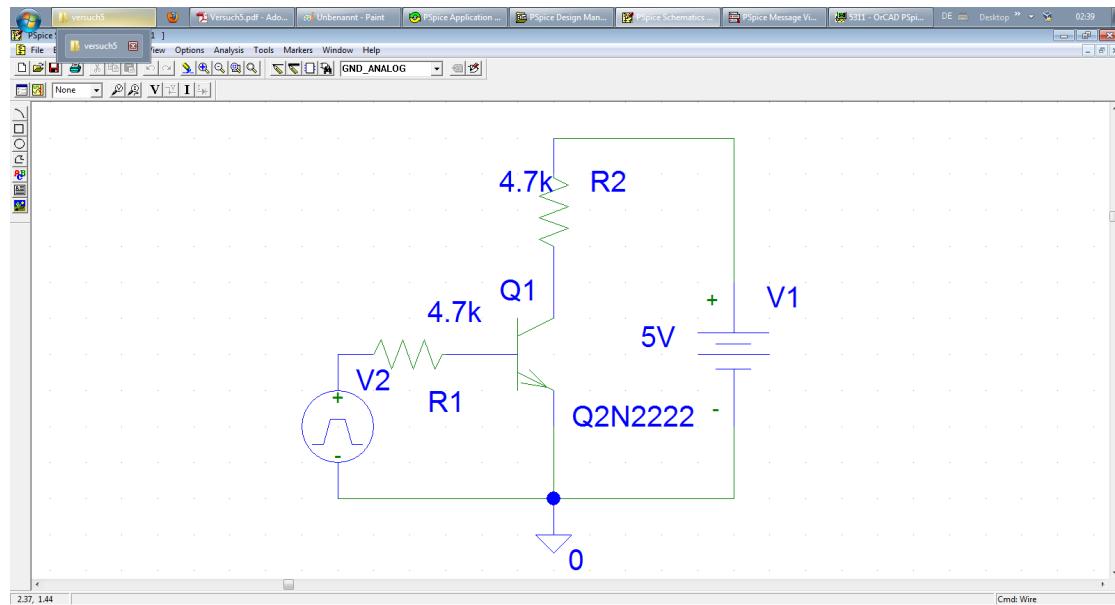


Abbildung 79: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

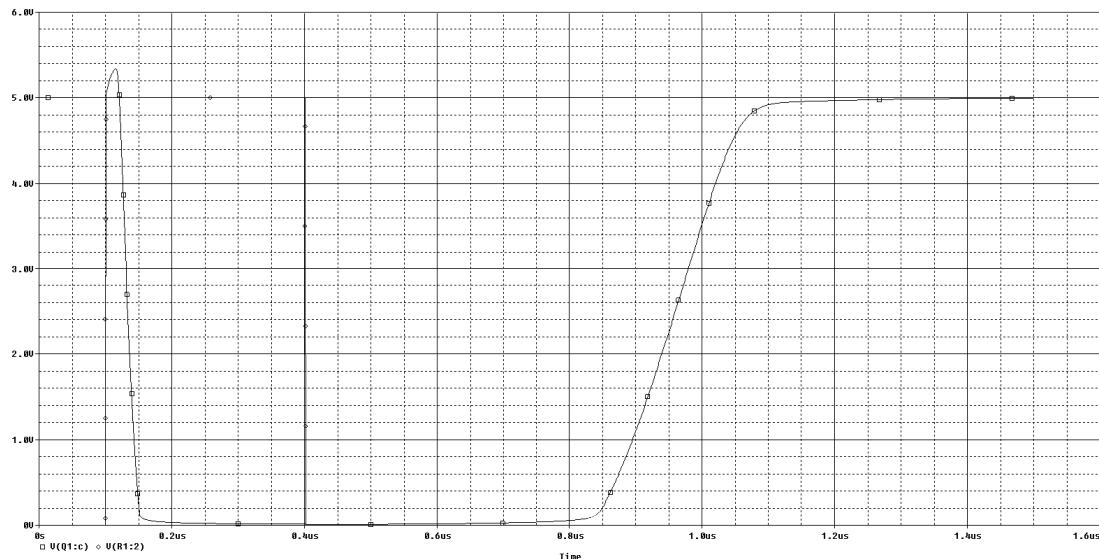


Abbildung 80: Simulationsergebnis

Die Verzögerungszeit beim Einschalten des Transistors beträgt 70ns, die Verzögerung beim Ausschalten beträgt 1100ns. Der Transistor wird in Sättigung betrieben. Bis er umschalten kann, müssen erst überschüssige Ladungen aus ihm abfließen. Wenn man eine Diode einfügt, ergibt sich folgendes:

## Simulation

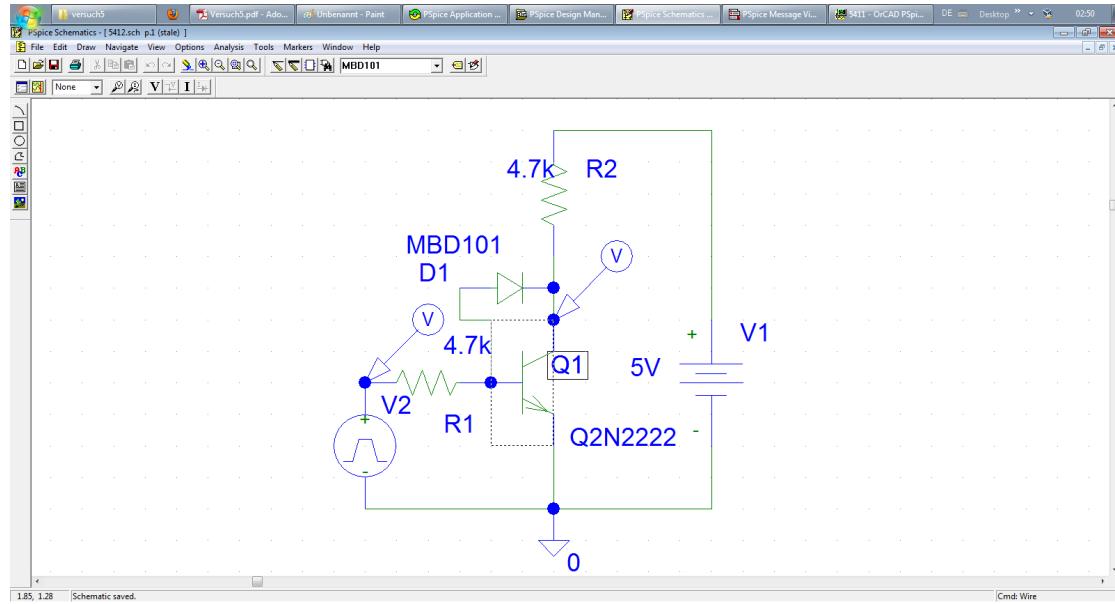


Abbildung 81: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

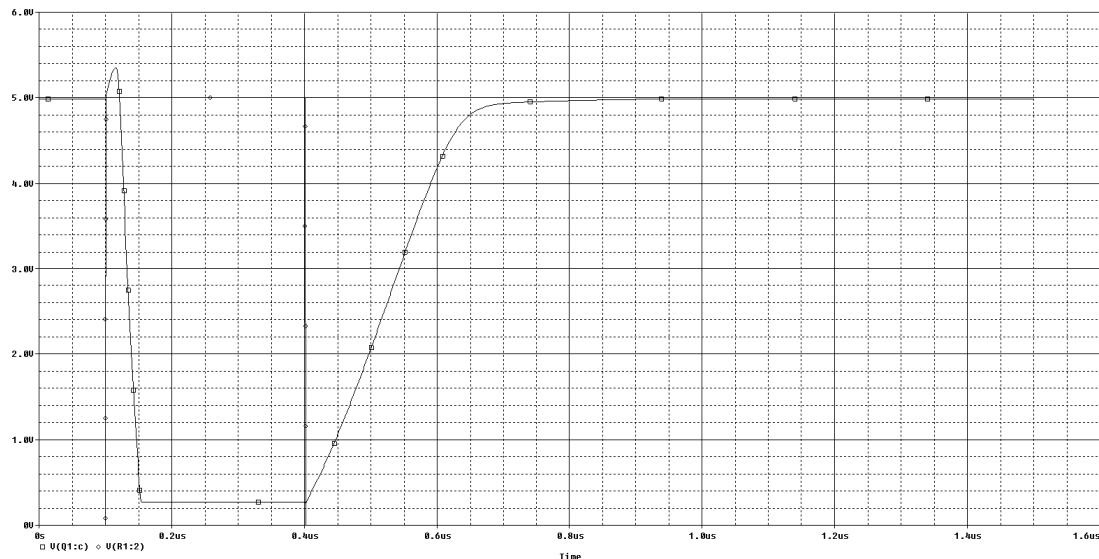


Abbildung 82: Simulationsergebnis

Durch die Diode wird das Ausschalten deutlich beschleunigt, allerdings erreicht der Schalter jetzt nicht mehr die 0V, sondern nur noch 1.1V. Die Verwendung einer PN-Diode wäre hier fatal, da sie während ihrer Speicherzeit die Versorgungsspannung niederohmig mit dem Eingangssignal verbände.

## 5.27 Transistor als Schalter mit induktiver Last

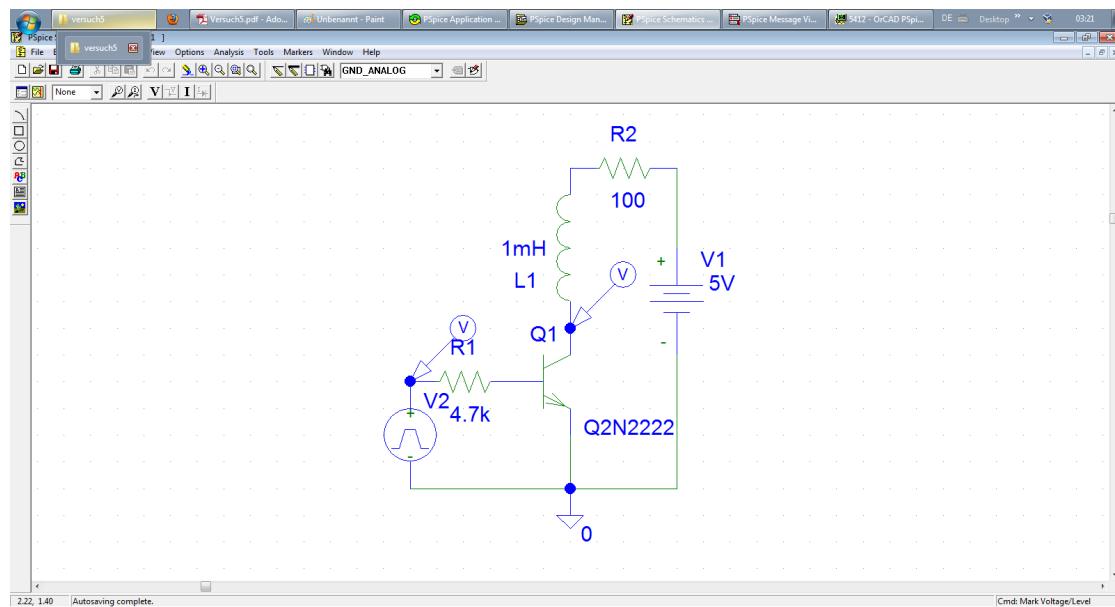


Abbildung 83: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

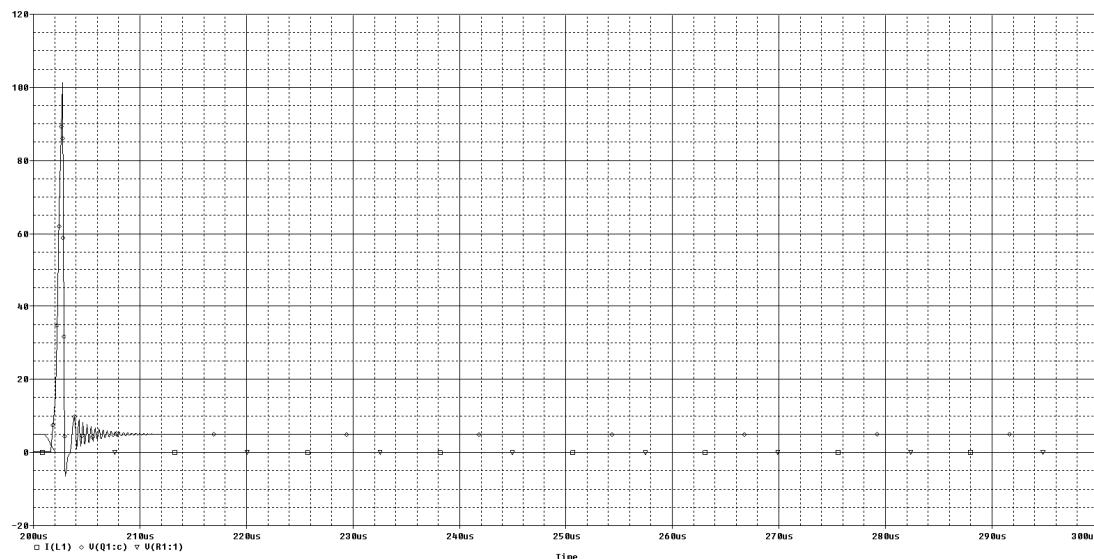


Abbildung 84: Simulationsergebnis

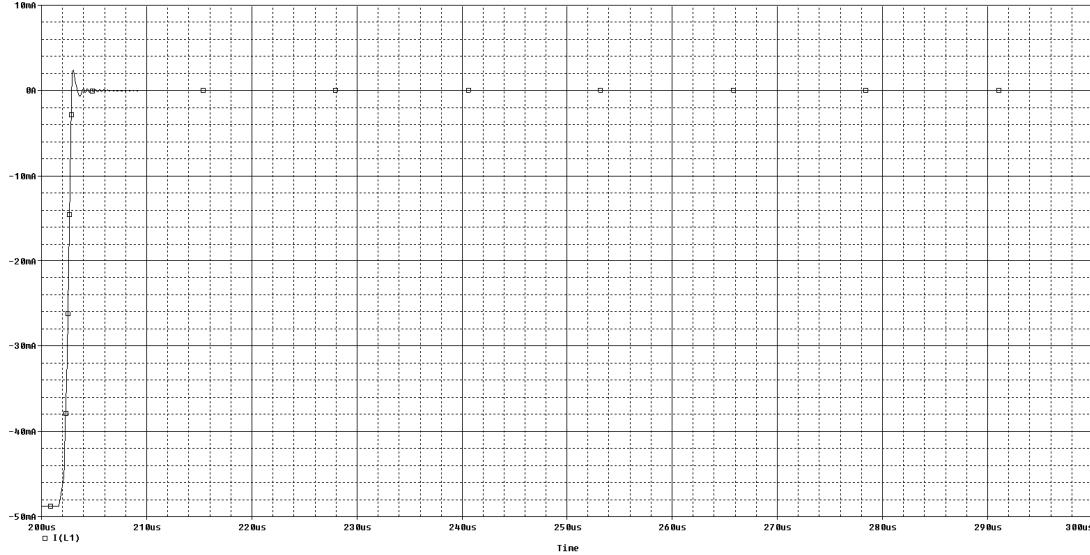


Abbildung 85: Simulationsergebnis: Strom

Der Transistor wird nicht lange überleben, weil er plötzlich gut 105V ableiten muss, wofür er sehr wahrscheinlich nicht gemacht war.

Die maximale Stromänderung wurde mit folgenden beiden Wertepaaren bestimmt ( $202.252\mu s$ ,  $-40.996\text{mA}$ ) und ( $202.782\mu s$ ,  $-5.7515\text{mA}$ ):

$$\Delta I_{max} = \frac{-40.996 + 5.7515}{202.252 - 202.782} = -0.1819 \frac{A}{\mu s}$$

Damit ergibt sich die Induzierte Spannung zu

$$U_{IND} = -L * \frac{\Delta I}{\Delta t}; L = 1mH, \frac{\Delta I}{\Delta t} = -0.1819 \frac{A}{\mu s}$$

$$\Rightarrow U_{IND} = \frac{1mH * 0.1819A}{1\mu s} = \frac{0.1819HA}{1ms} = \frac{181.9HA}{1s} = 181.9V$$

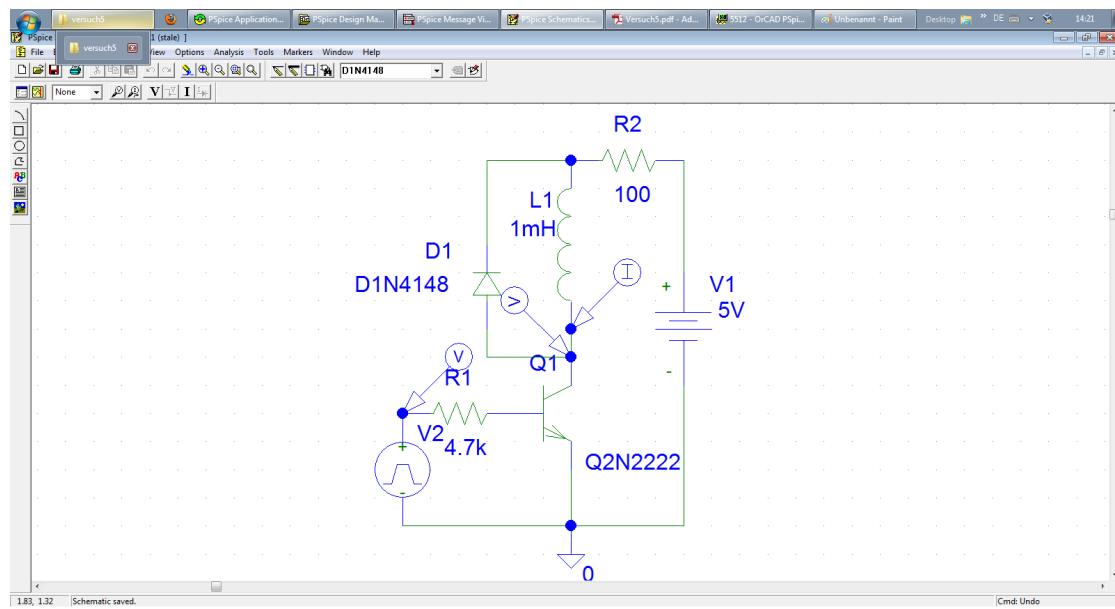


Abbildung 86: Schaltplan, mit Diode

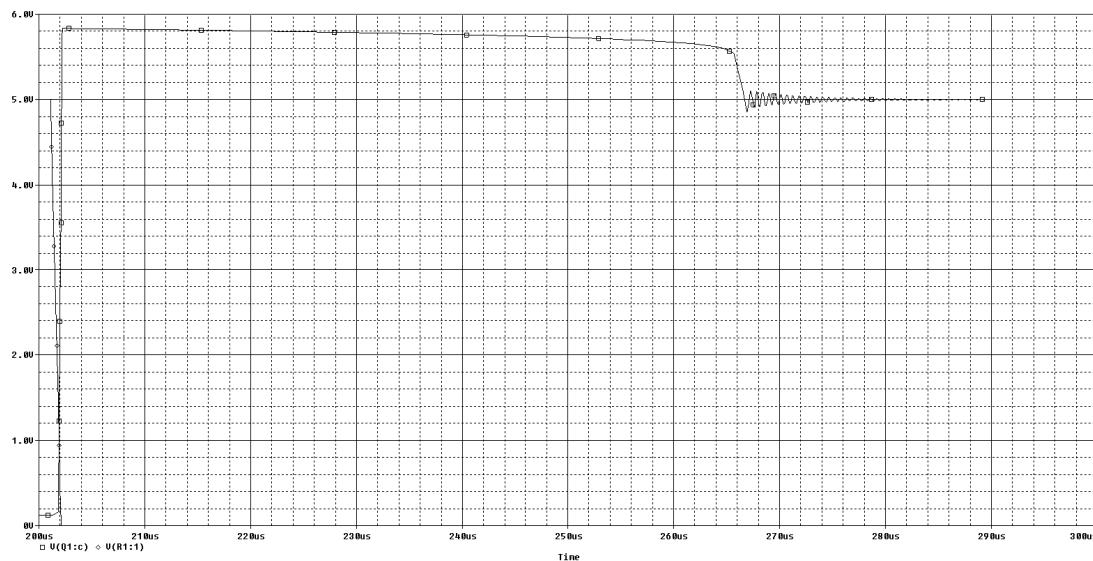


Abbildung 87: Simulationsergebnis: Die Spannungsspitze wird durch die Diode abgeleitet

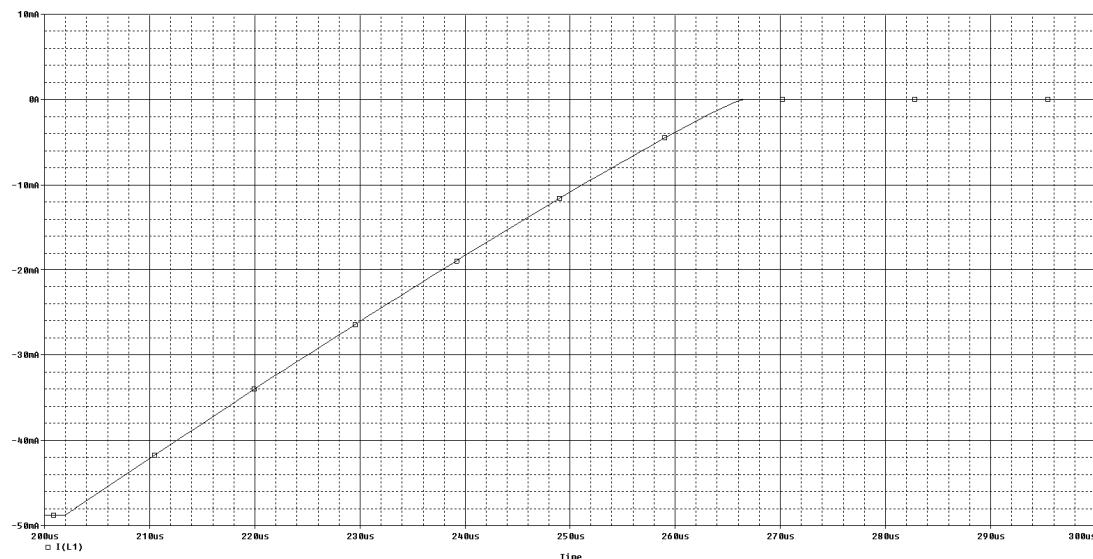


Abbildung 88: Simulationsergebnis:  $\Delta I$  deutlich geringer

## Versuch 6

### 6.28 Differenzverstärker (nur Simulation)

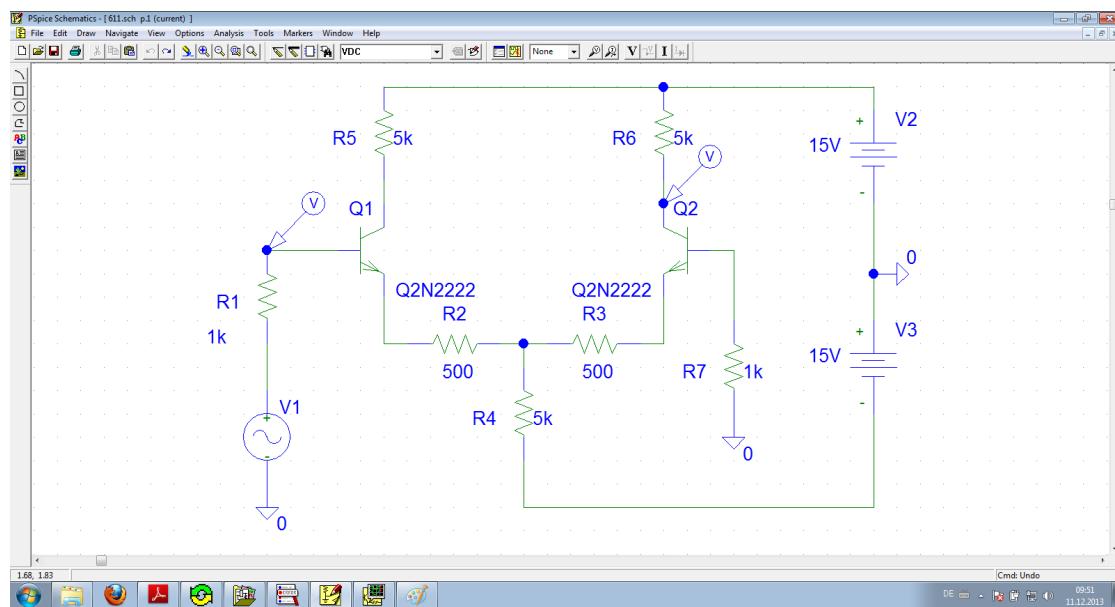


Abbildung 89: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

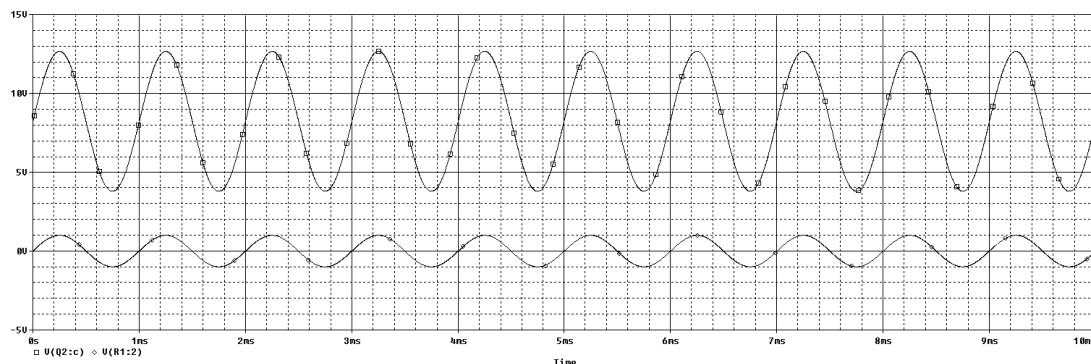


Abbildung 90: Simulationsergebnis

Die Gegentaktverstärkung der Schaltung wurde auf 4.2 bestimmt. Dann wurde die Schaltung so geändert, dass die Signalquelle den invertierenden Eingang des Verstärkers treibt:

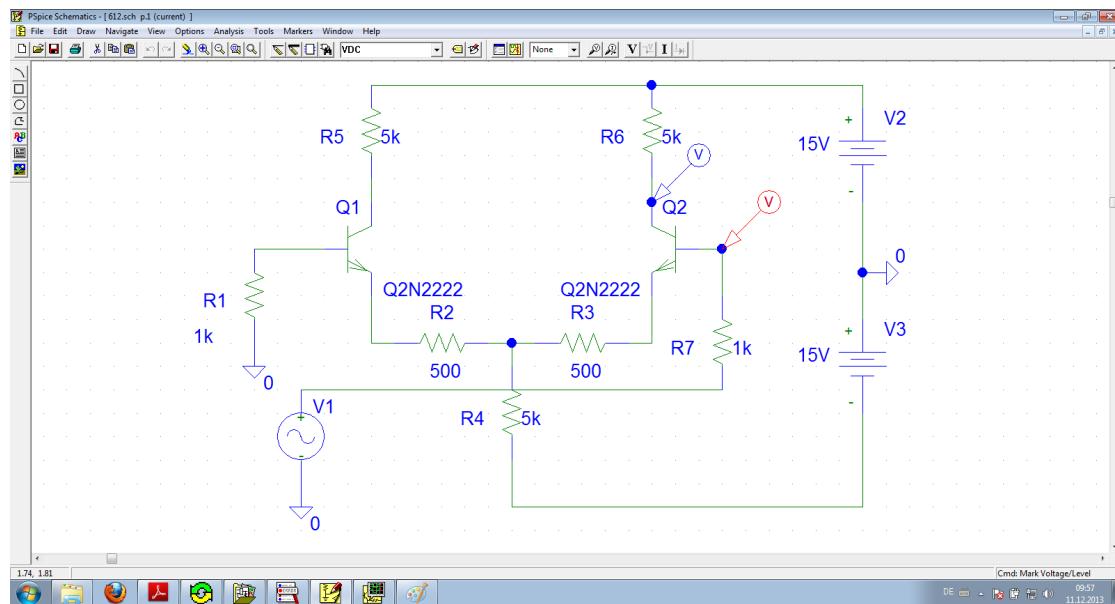


Abbildung 91: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

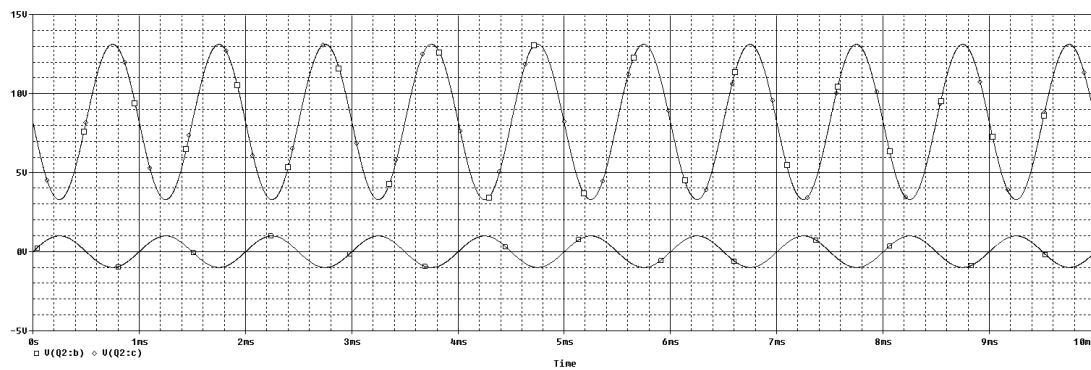


Abbildung 92: Simulationsergebnis

Die Gegentaktverstärkung der Schaltung wurde auf 4.8 bestimmt. Dann wurde die Schaltung so geändert, dass beide Eingänge das selbe Signal bekommen:

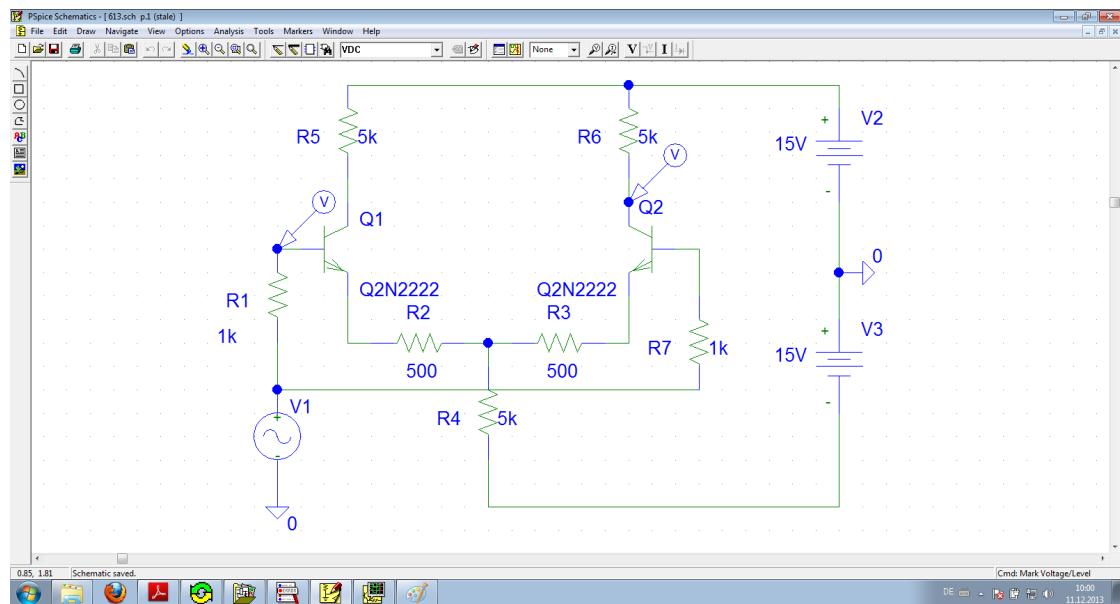


Abbildung 93: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

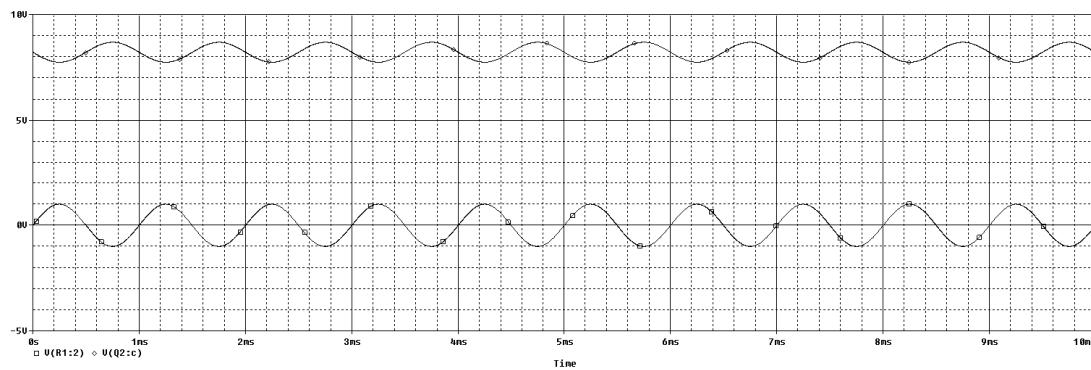


Abbildung 94: Simulationsergebnis

Die Gleichtaktverstärkung der Schaltung wurde auf 0.5 bestimmt. Dann wurde  $R_E$  durch eine Konstantstromquelle ersetzt

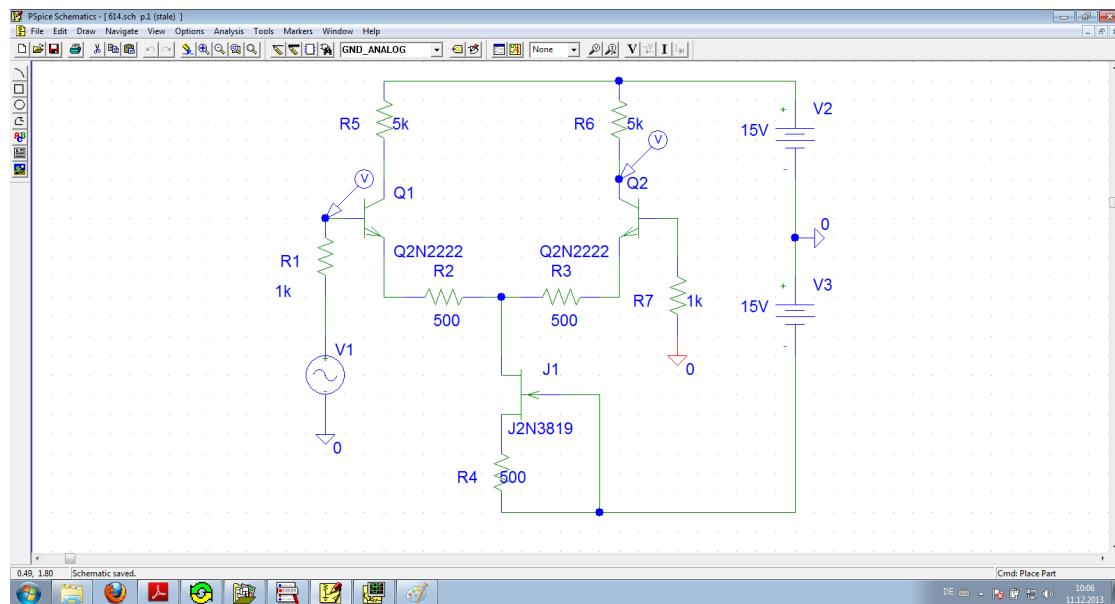


Abbildung 95: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

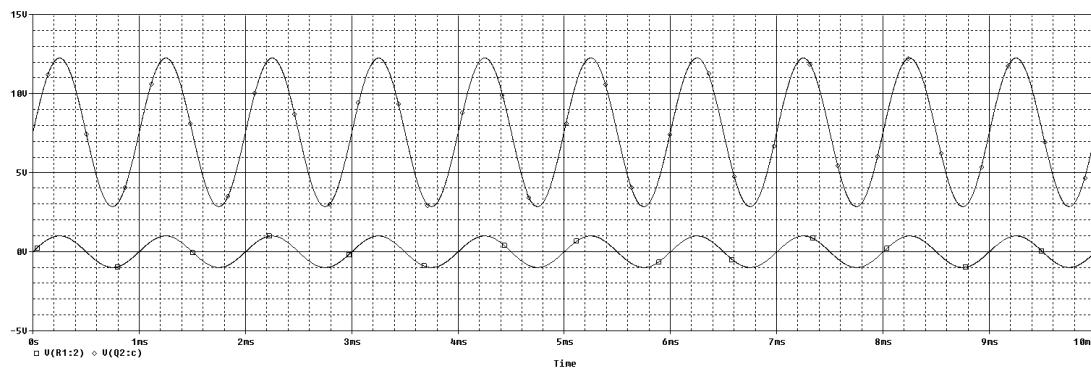


Abbildung 96: Simulationsergebnis

Die Differenzverstärkung wurde zu 4.75 bestimmt.

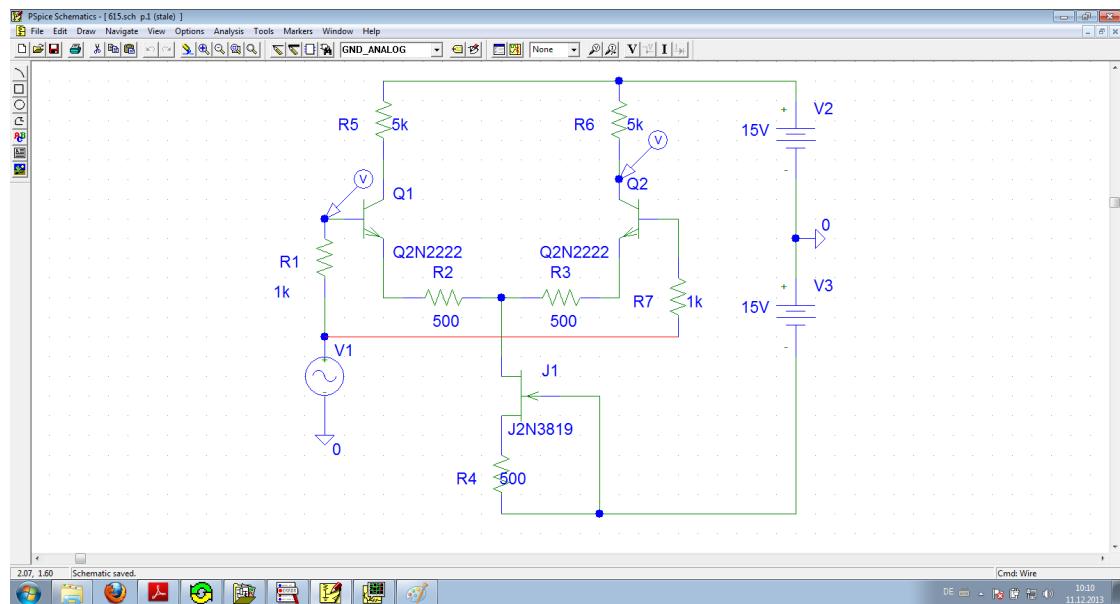


Abbildung 97: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

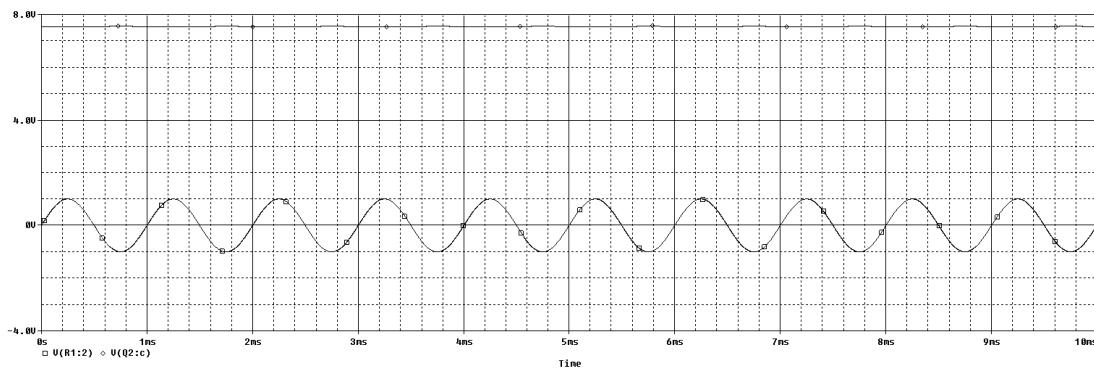


Abbildung 98: Simulationsergebnis

Die Gleichtaktverstärkung wurde zu 0.005 bestimmt. Damit berechnet sich die Gleichtaktunterdrückung zu  $\frac{0.475}{0.005} = 950$ , in Dezibel ergibt dies  $20 * \log_{10} 950 = 59.554$ .  
Als Nächstes habe ich die Gleichtaktunterdrückung getestet:

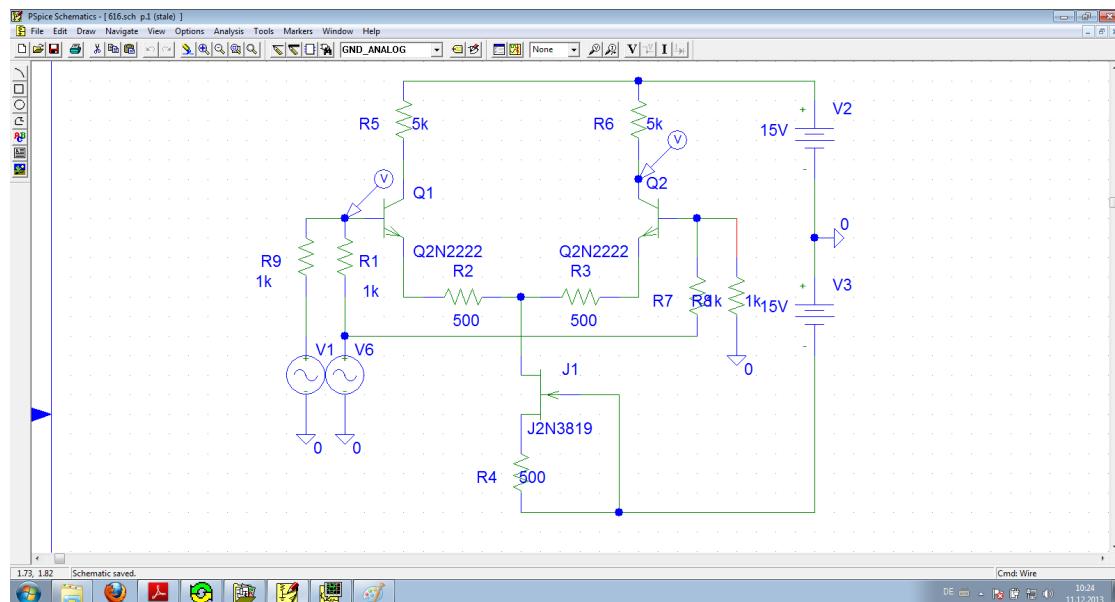


Abbildung 99: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

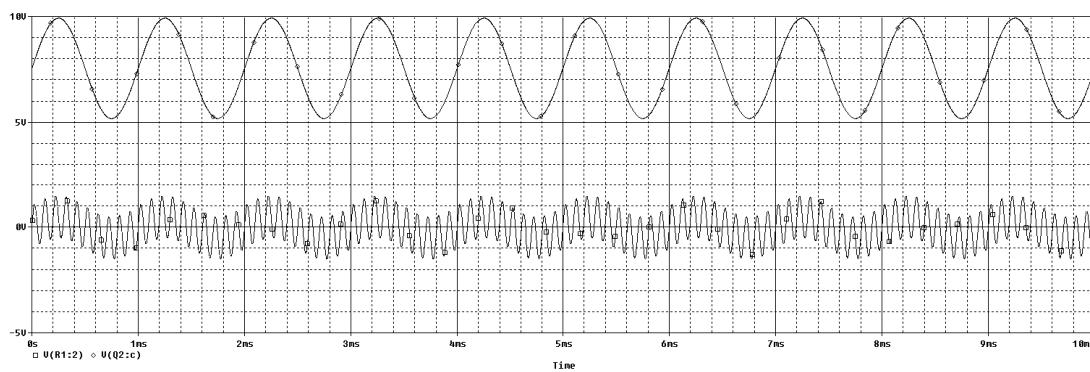


Abbildung 100: Simulationsergebnis

## 6.29 Operationsverstärker als nichtinvertierender Verstärker

Folgende Schaltung wurde Simuliert:

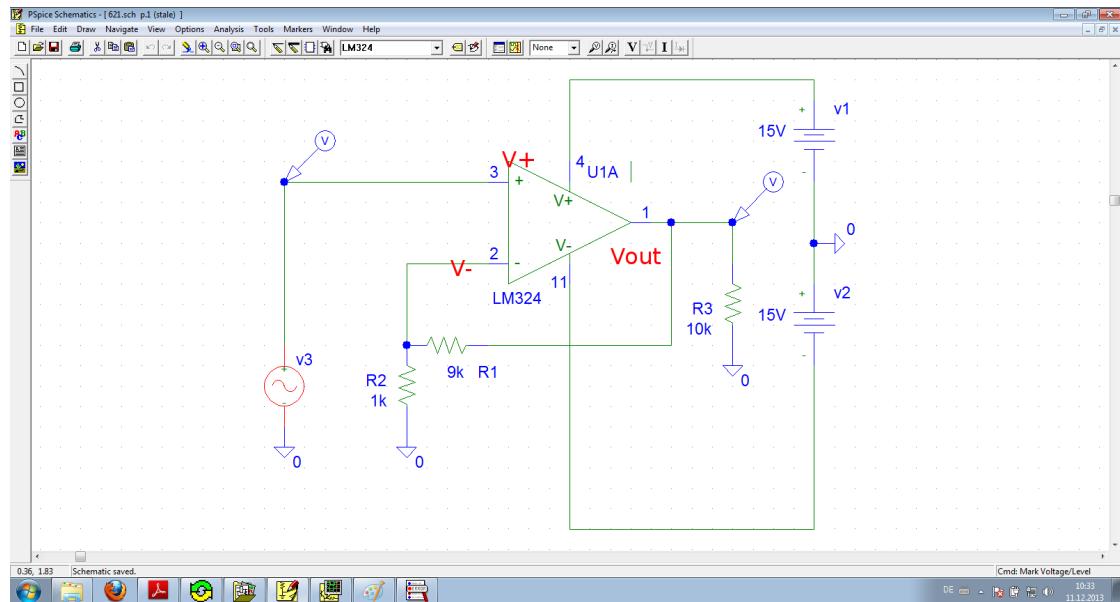


Abbildung 101: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

Damit ergibt sich die Formel für die Ausgangsspannung:  
Spannungsteiler:  $V_- = V_{out} * \frac{R_2}{R_1+R_2} \Rightarrow V_{out} = V_- * \frac{R_1+R_2}{R_2}$   
Der Opamp treibt  $V_{out}$  so, dass  $V_+ = V_- \Rightarrow V_{out} = V_+ * \frac{R_1+R_2}{R_2}$  Damit ergibt sich die Verstärkung zu:  $\frac{R_1+R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{9k}{1k} + 1 = 10$   
Der Eingangswiderstand ist nahezu unendlich groß.  
Die Simulation ergab:

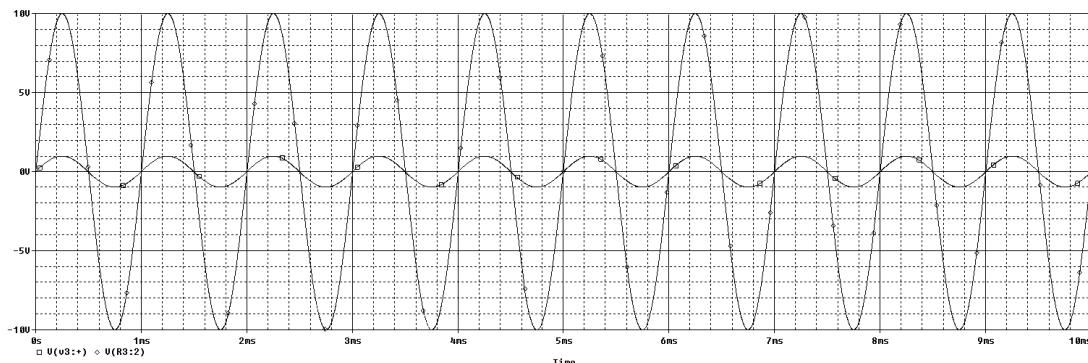


Abbildung 102: Simulationsergebnis

Mit vergrößerter Spannungsverstärkung ergab sich jedoch:

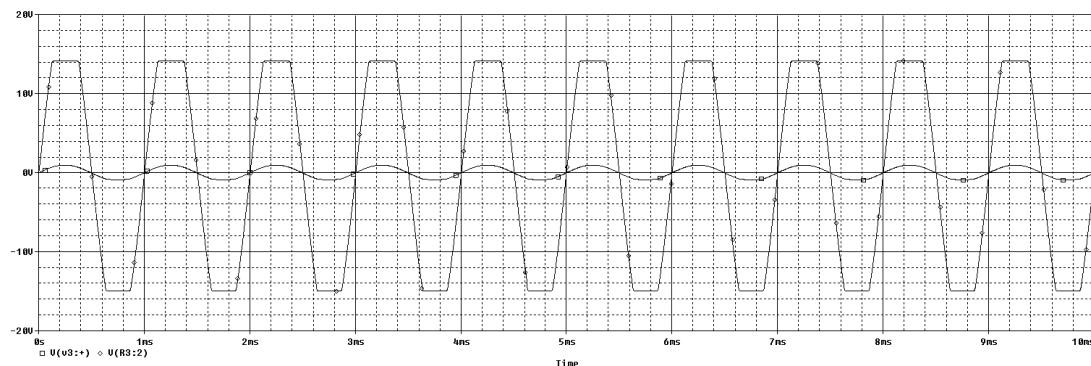


Abbildung 103: Simulationsergebnis

Man sieht deutlich, dass Clipping eintritt. Der Verstärker kann also die Spannung nicht in den erwünschten Bereich treiben.

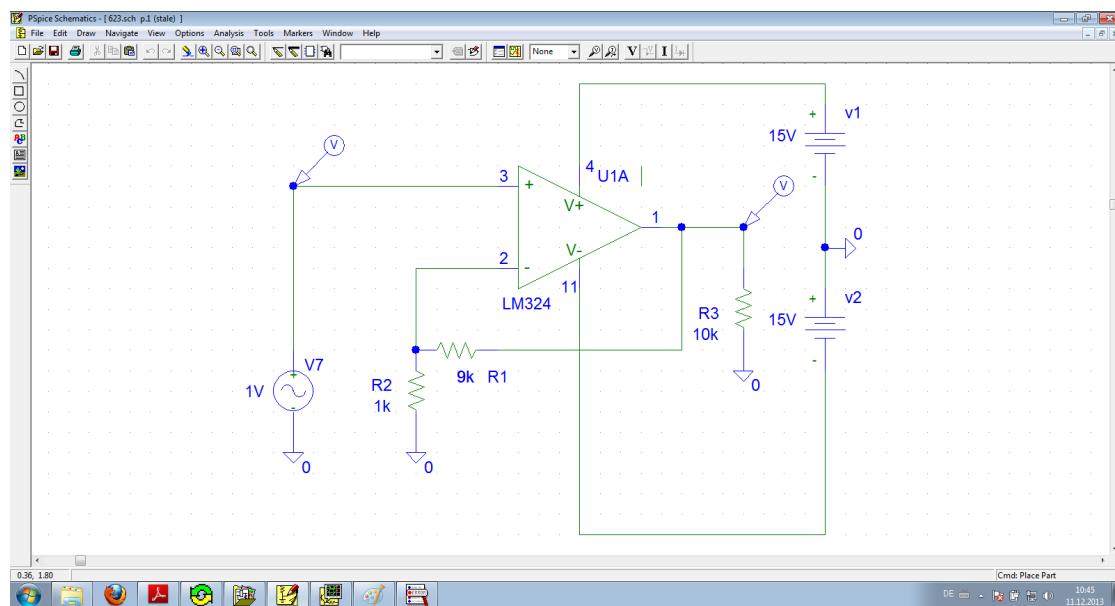


Abbildung 104: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

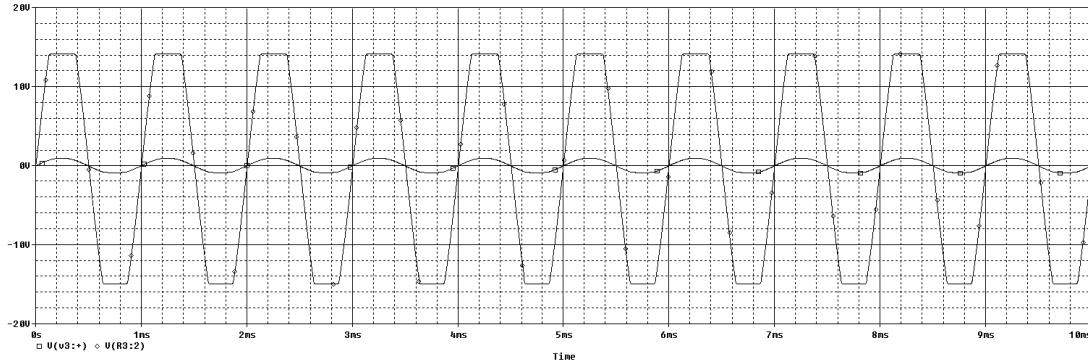


Abbildung 105: Simulationsergebnis

Die Grenzfrequenz wurde mit der Cursorfunktion auf rund 100kHz bestimmt. Reduziert man hingegen die Spannungsverstärkung auf 2, so erhöht sich die Grenzfrequenz auf 340kHz.

### 6.30 Operationsverstärker als invertierender Verstärker

Folgende Schaltung wurde Simuliert:

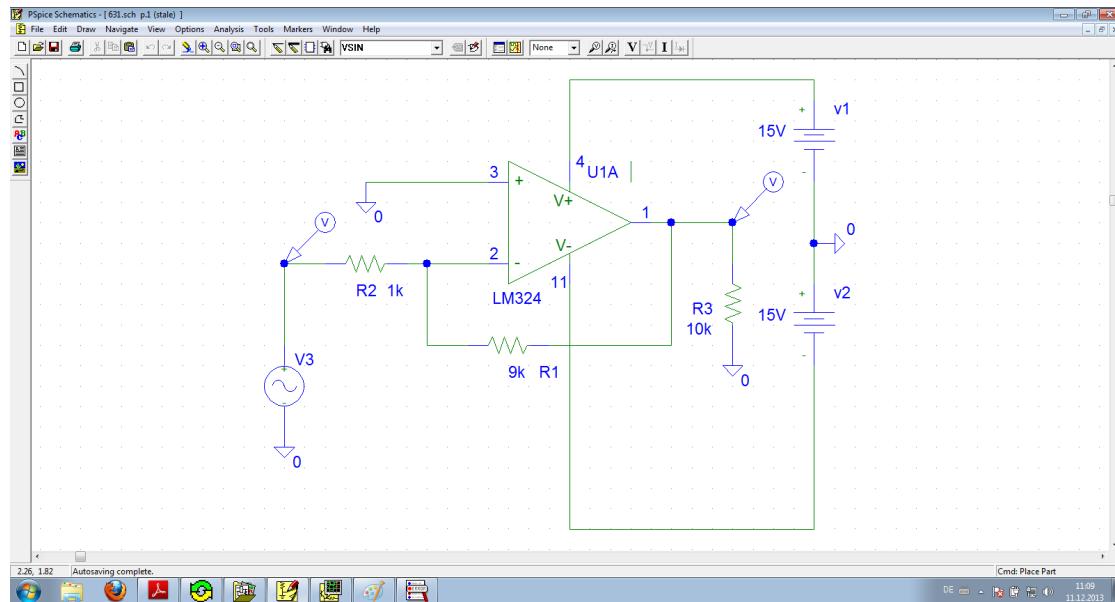


Abbildung 106: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

Auch hier lässt sich die Verstärkung berechnen:

$$\text{Spannungsteiler: } V_- = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{out} - V_3) \right) + V_3$$

Der Opamp treibt den Ausgang, sodass die Differenz der Eingänge ist gegen Null geht:

$$\begin{aligned} V_- = V_+ = 0 \Rightarrow -V_3 &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{out} - V_3) \Rightarrow \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) V_3 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{out} \\ &\Rightarrow \left( 1 - \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_3 = V_{out} \Rightarrow \frac{-R_1}{R_2} V_3 = V_{out} \end{aligned}$$

Somit beträgt die Spannungsverstärkung  $\frac{-R_1}{R_2} = \frac{-9k\Omega}{1k\Omega} = -9$ .  
 Der Eingangswiderstand der Schaltung ist  $10k\Omega$ , da der Strom durch  $R_2$  und  $R_1$  abfließen muss.

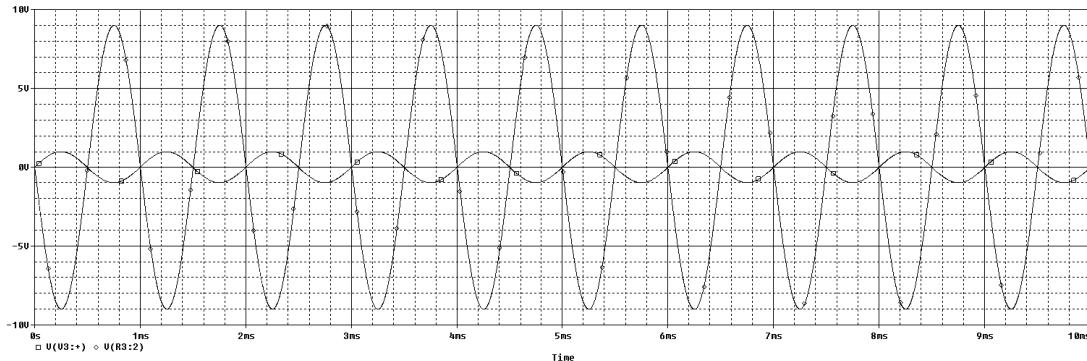


Abbildung 107: Simulationsergebnis

Die Simulation bestätigt die erwartete Spannungsverstärkung.  
 Nun habe ich die Frequenz auf 100kHz erhöht. Nun zeigt sich deutlich, dass die Slewrate des Operationsverstärkers zu gering ist, da das Ausgangssignal zu einer Dreieckschwingerung verkommt.

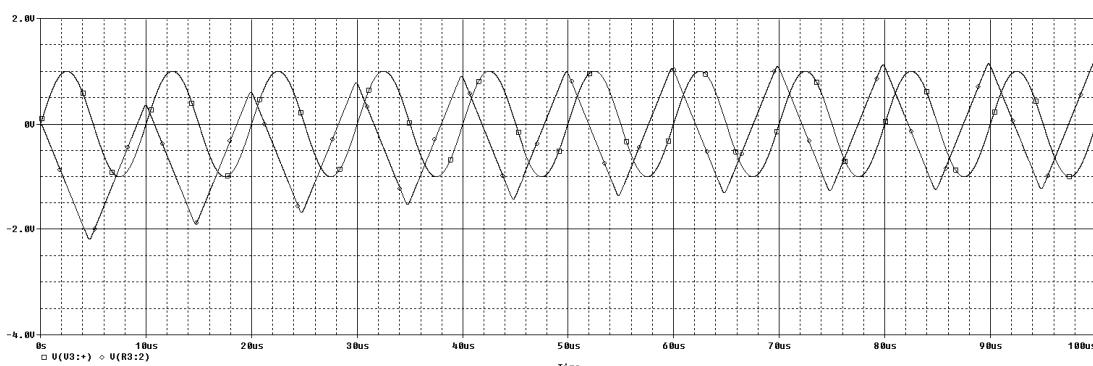


Abbildung 108: Simulationsergebnis

### 6.31 Die realen Schaltungen

#### Verstärkungsfaktoren

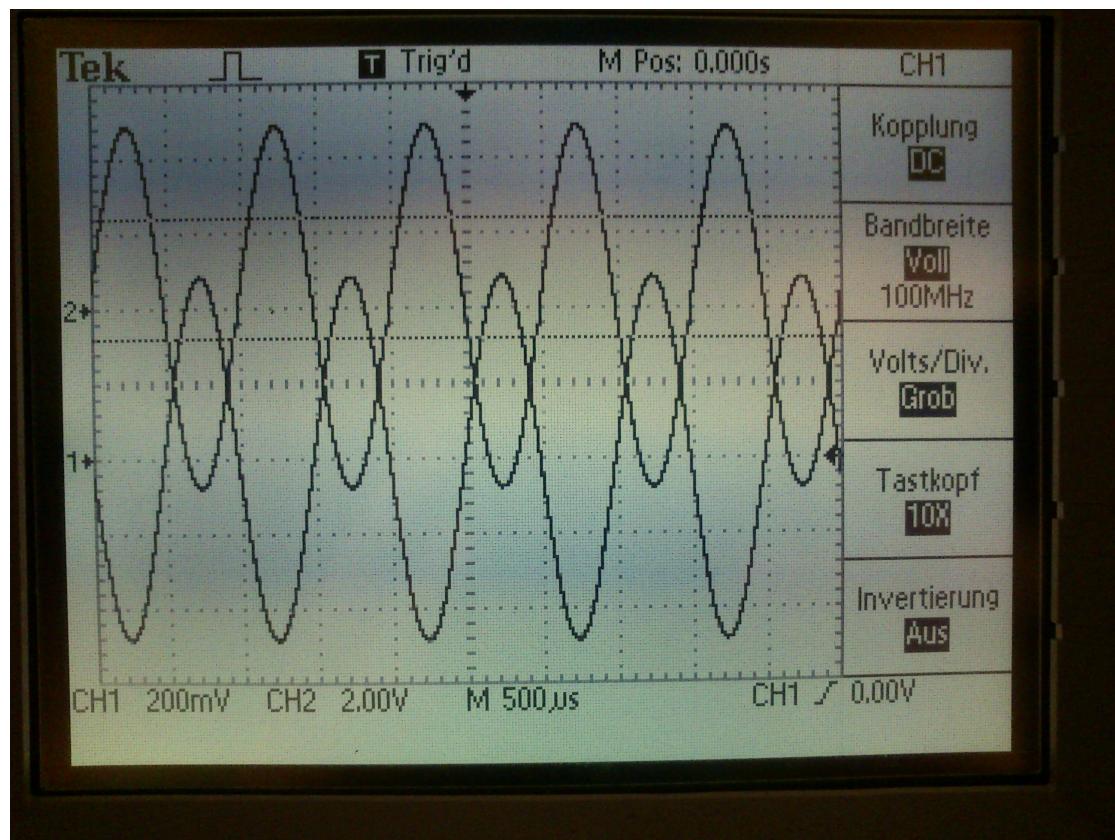


Abbildung 109: Kanal 1: Eingangsspannung; Kanal 2: Ausgangsspannung

**Der invertierende Verstärker** Wie man sieht, ist der Verstärkungsfaktor des invertierenden Verstärkers 10.

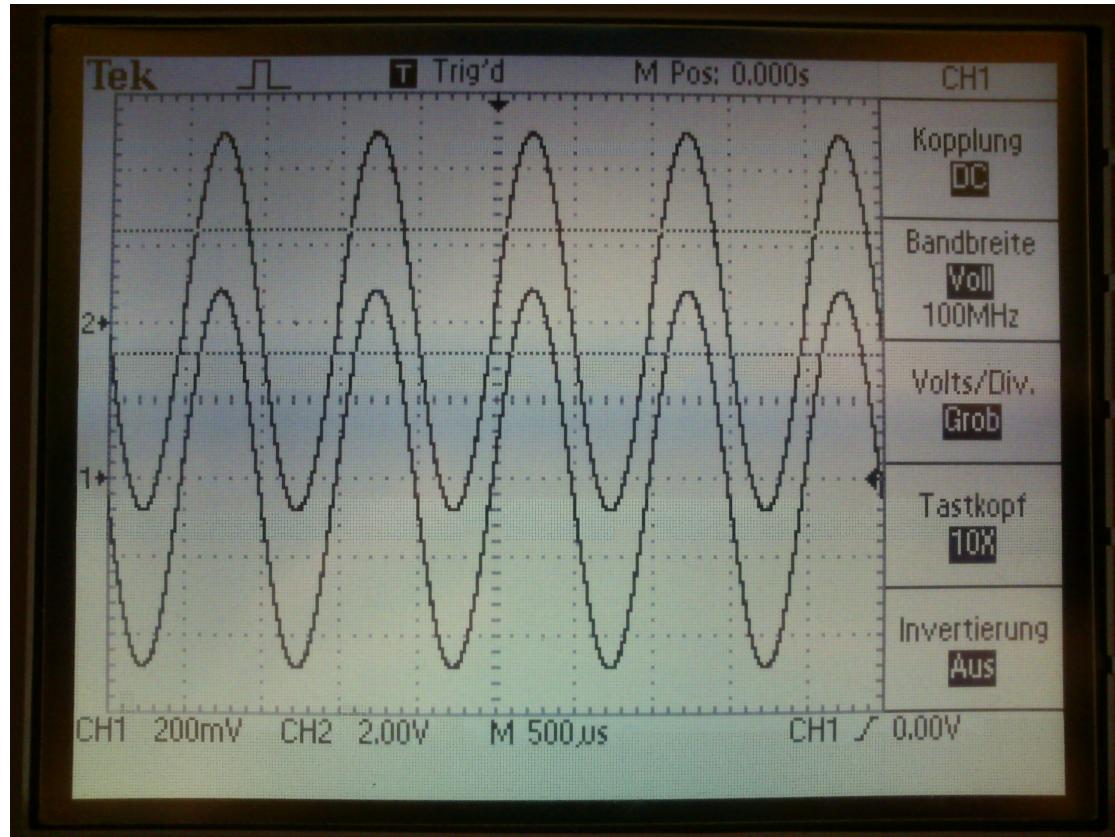


Abbildung 110: Kanal 1: Eingangsspannung; Kanal 2: Ausgangsspannung

**Der nichtinvertierende Verstärker** Wie man sieht, ist der Verstärkungsfaktor des nicht-invertierenden Verstärkers auch 10.

### Bandbreite

Verstärkertyp	Bandbreite
invertierend	60kHz
nichtinvertierend	60kHz

Die untere Halbwelle des Ausgangssignals ist abgeflacht, und nur ein kleiner Spike erreicht die untere Scheitelpotenzial.

### Slewrate

Verstärkertyp	Slewrate
nichtinvertierend	$0.32468 \frac{V}{\mu s}$
invertierend	$0.3333 \frac{V}{\mu s}$

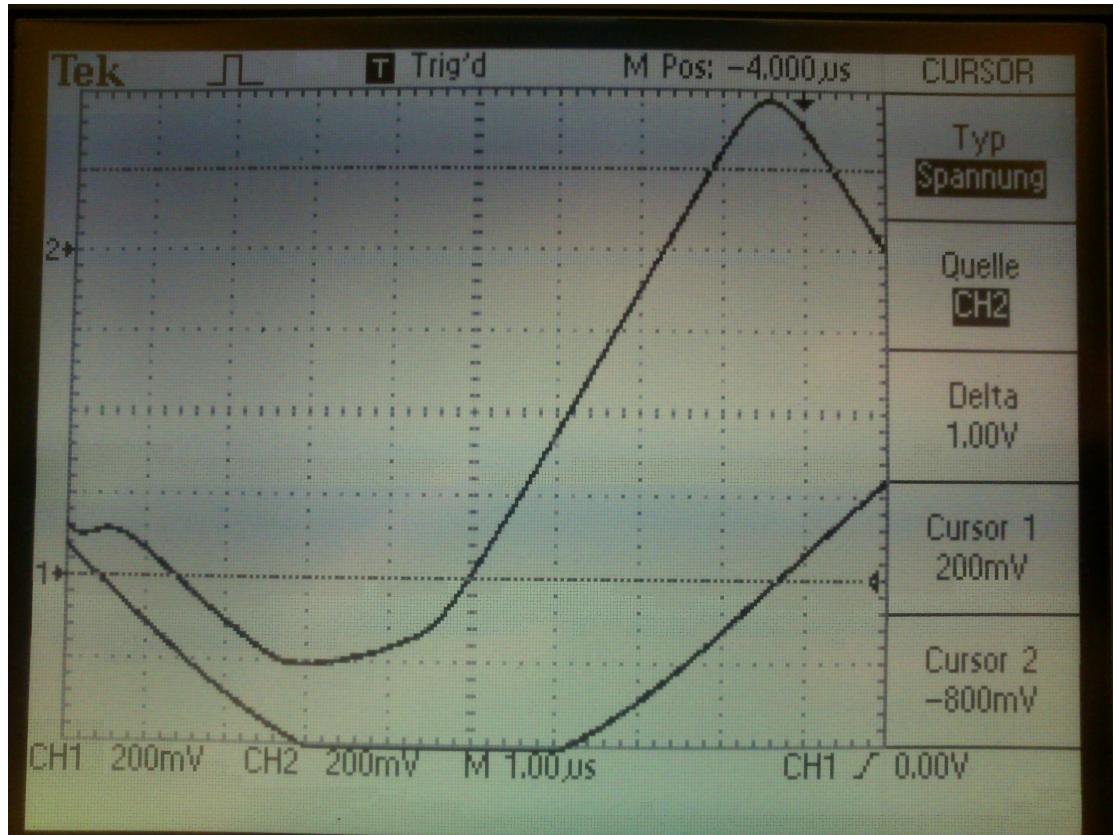


Abbildung 111: Bestimmung am nichtinvertierenden Verstärker

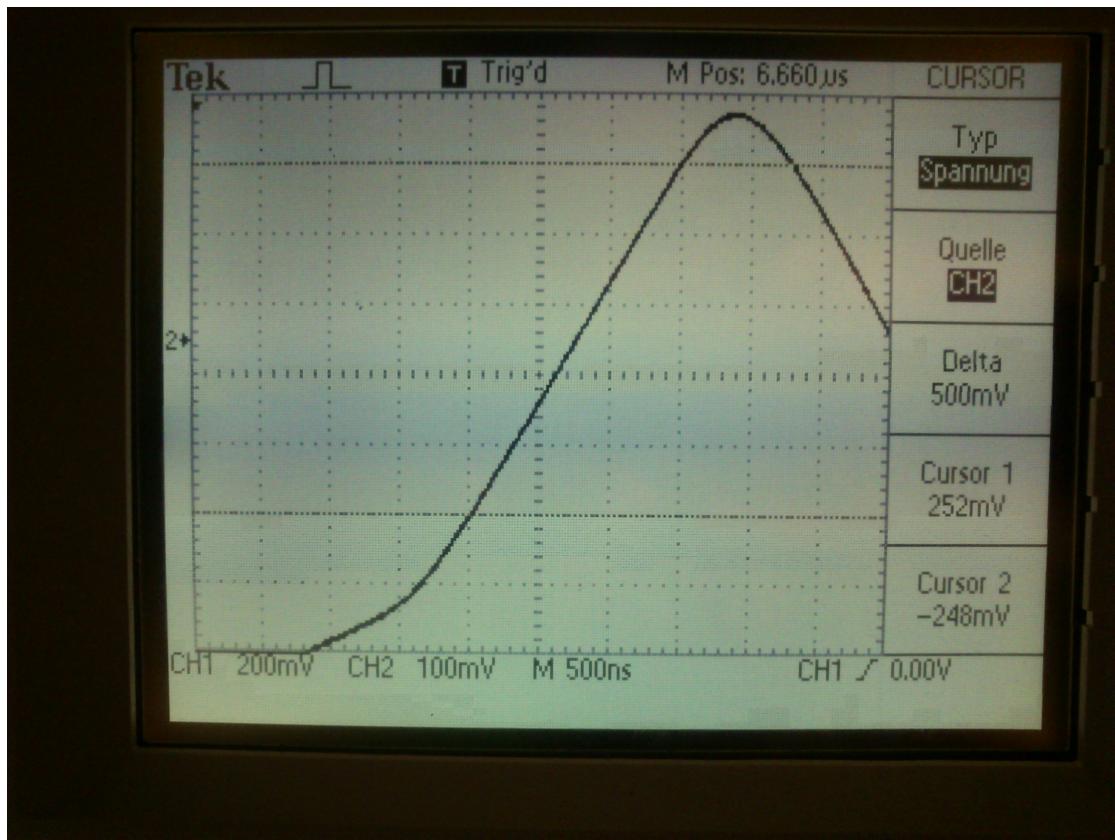


Abbildung 112: Bestimmung am invertierenden Verstärker

## 6.32 Opamp als Komparator (Mitkopplung)

### Simulation

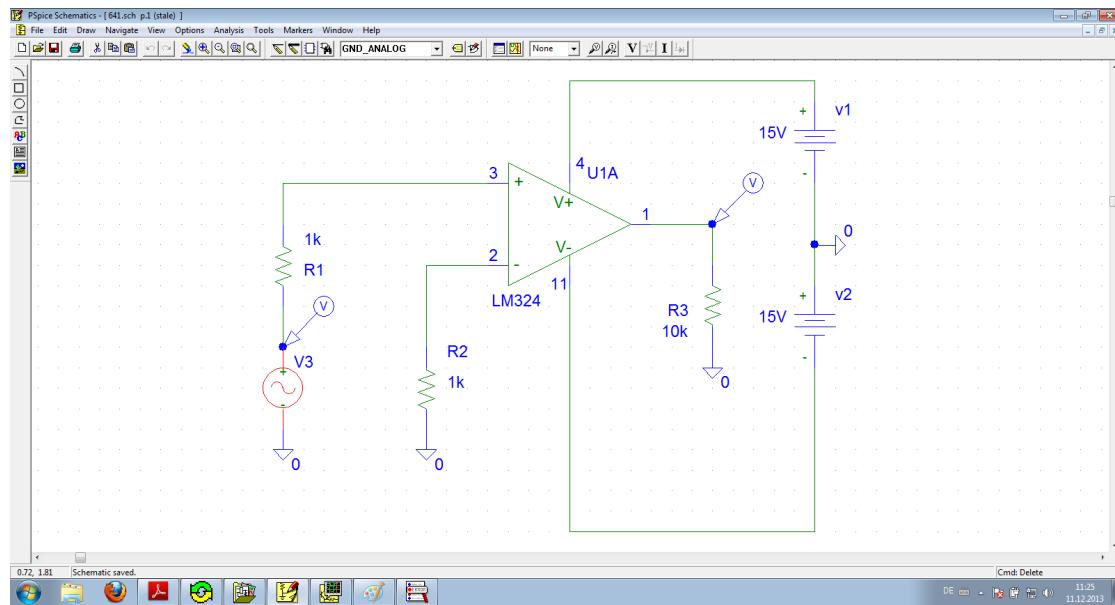


Abbildung 113: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

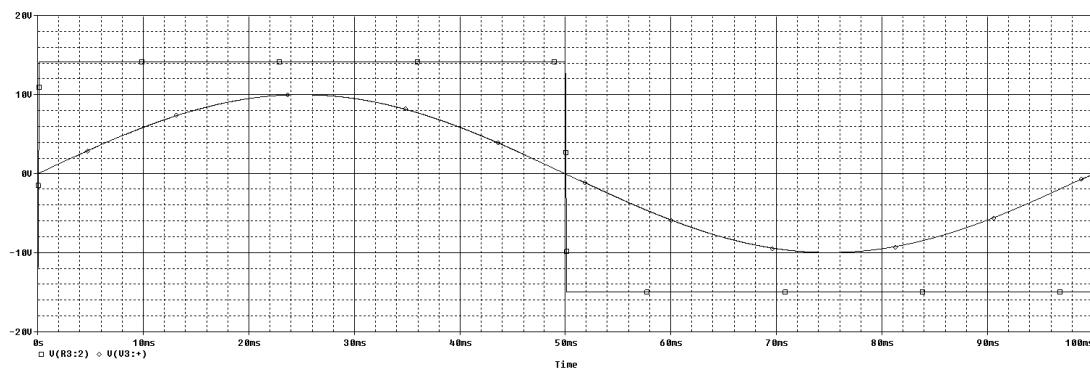


Abbildung 114: Simulationsergebnis

Mit Störung:

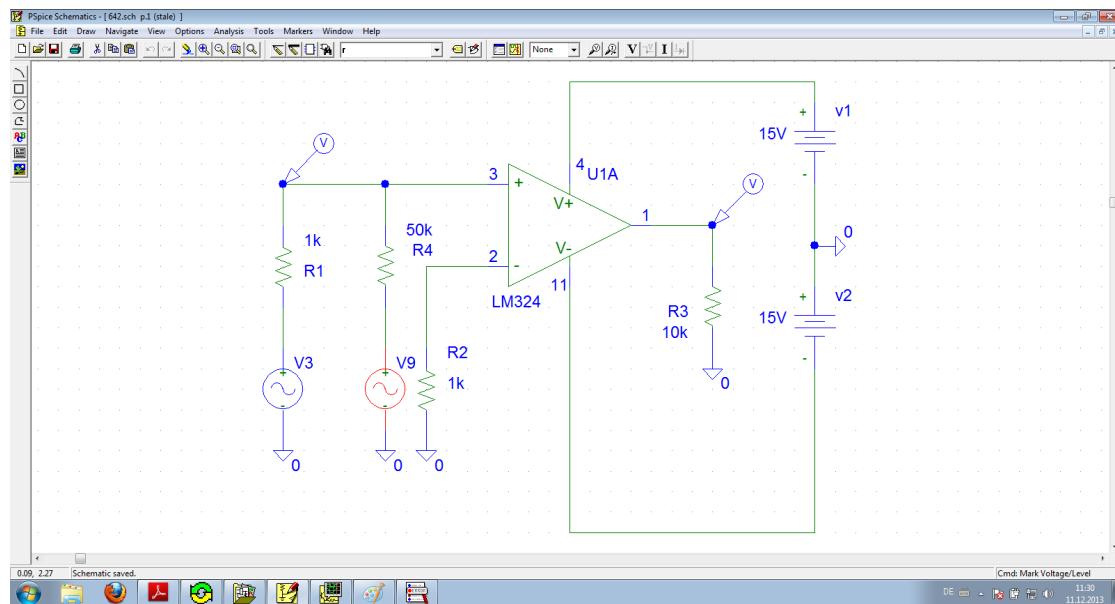


Abbildung 115: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

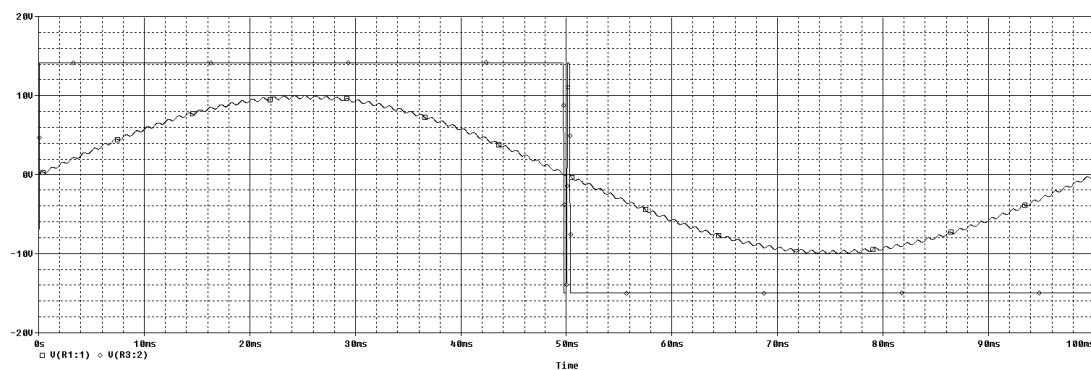


Abbildung 116: Simulationsergebnis

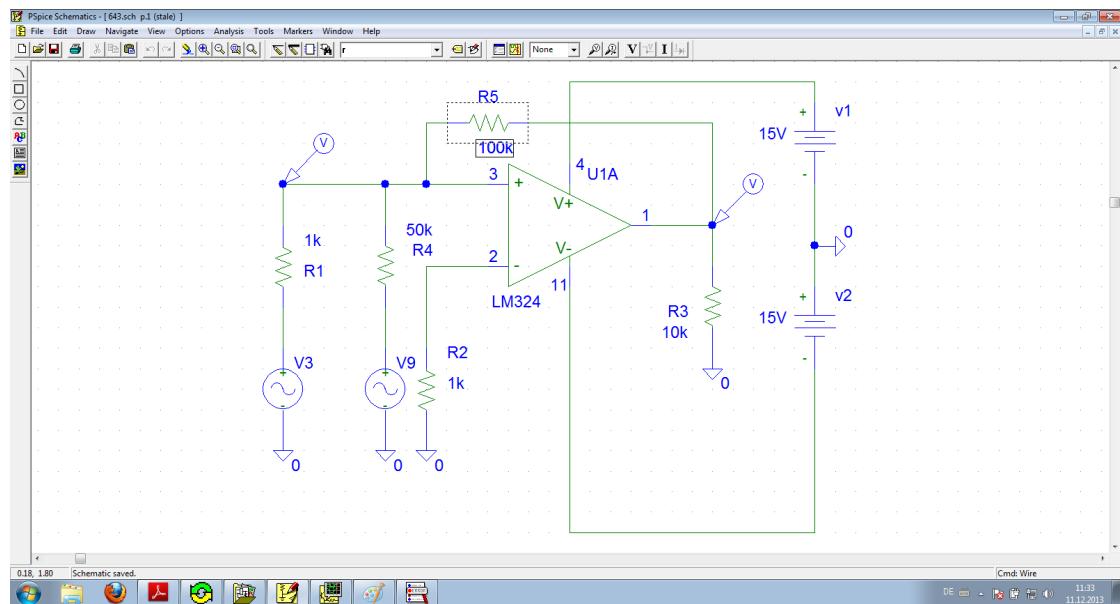


Abbildung 117: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

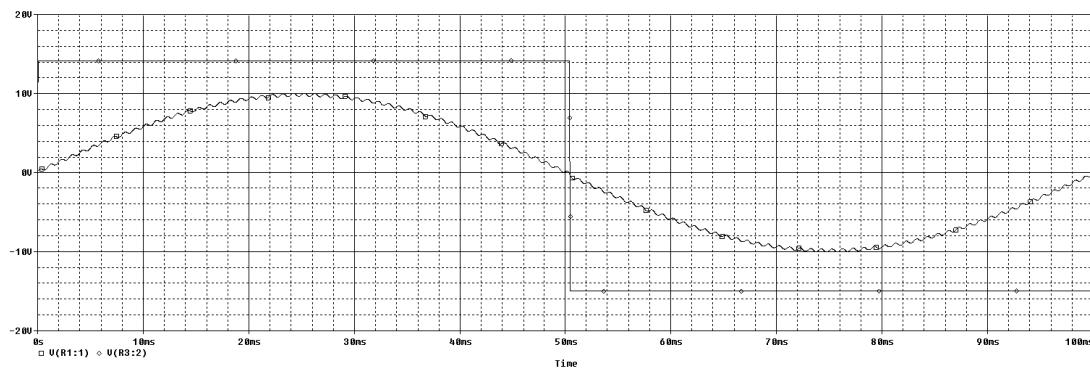


Abbildung 118: Simulationsergebnis

Der Widerstand  $R_5$  zieht  $V_+$  in Richtung des gerade anliegenden logischen Pegels und realisiert so die Mittkopplung. Wählt man  $R_5$  klein, so erhält man den typischen Schmitt-Trigger-Effekt.

### Die reale Schaltung

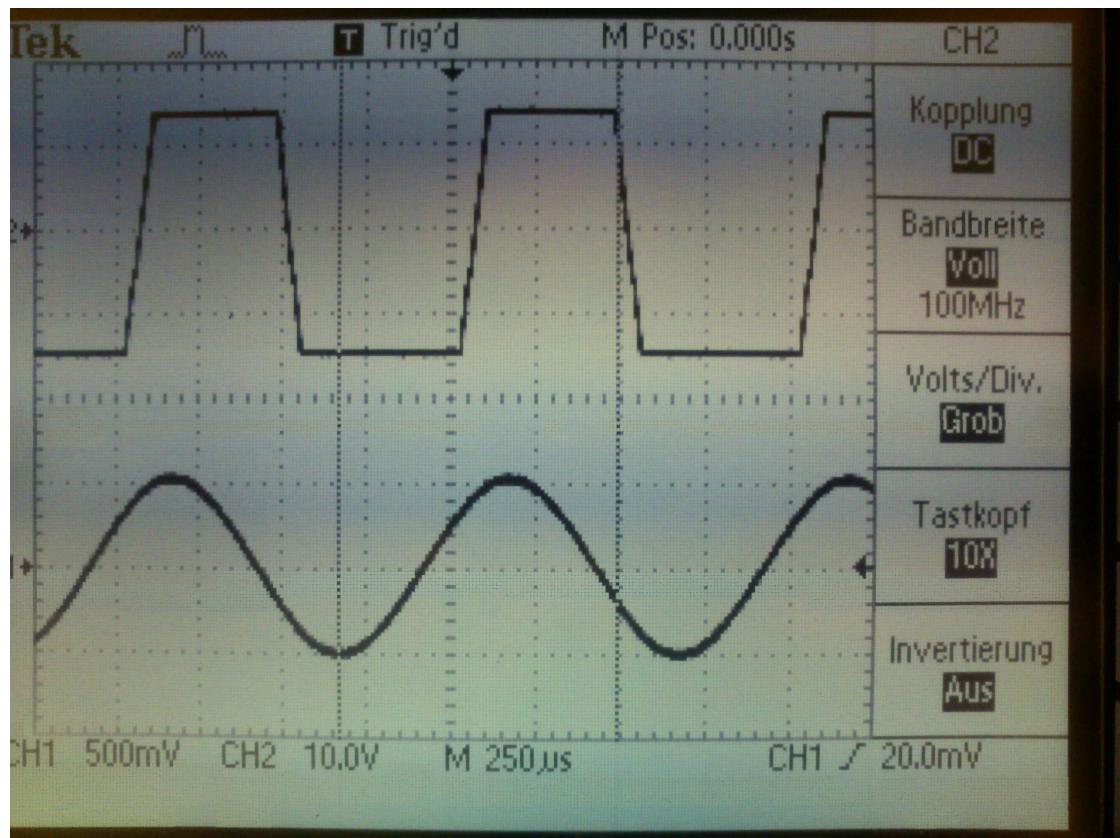


Abbildung 119: Die Funktion des Komperators

### Schmitt-Trigger

Dann wurde der Wert von  $R_5$  auf  $3k\Omega$  verringert:

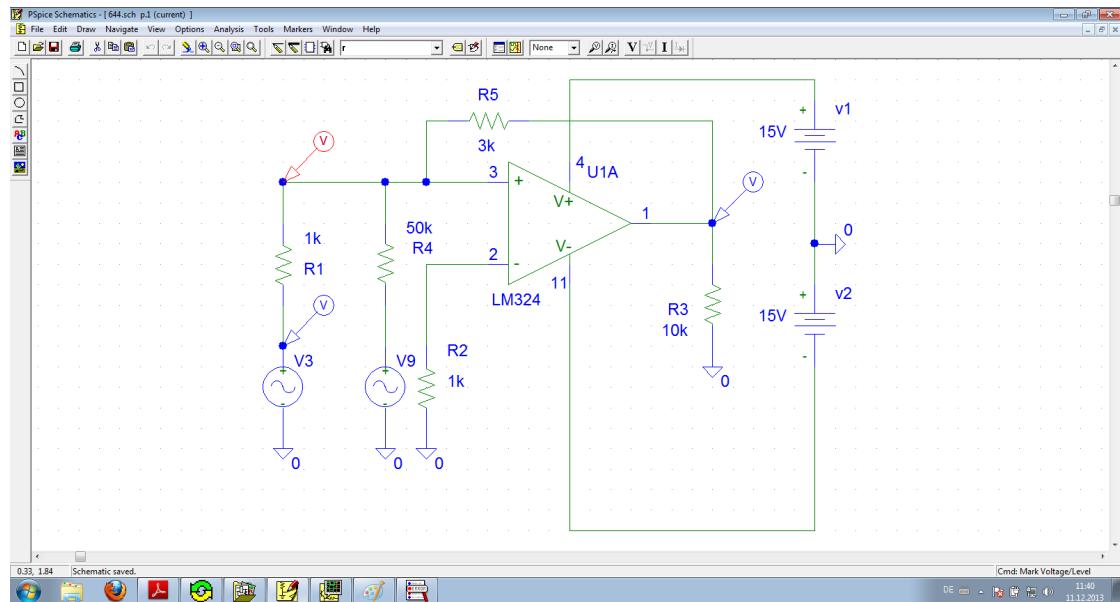


Abbildung 120: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

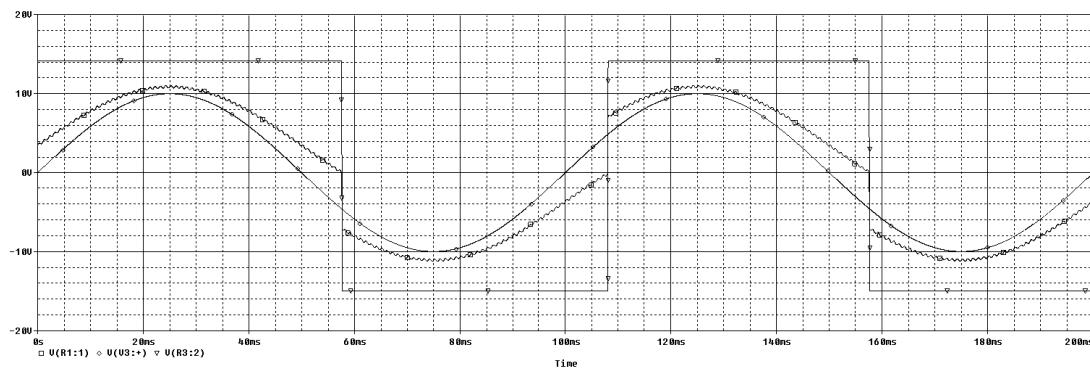


Abbildung 121: Simulationsergebnis: Schmitt-Trigger

Die Schaltschwelle von High nach Low wurde zu -4.5V, die von Low nach High zu 5V bestimmt. Damit ergibt sich eine Hysterese von 9.5V.

Ich vermute, dass mit der Frage nach dem Effekt von  $R_3$  eigentlich die Frage nach dem Effekt von  $R_5$  gemeint war. Dessen Größe ist reziprok proportional zur Hysterese. Wenn man einen Schmitt-Trigger vor den Eingang eines Gatters setzt, so sieht dieses immer saubere Eingangssignale auch, wenn deren Störabstand eigentlich zu gering wäre. Bei den genannten Pegeln wäre der Störabstand mit unserem Schmitt-Trigger 5V.

### 6.33 Operationsverstärker als Negativimpedanzkonverter

Die gezeigte Schaltung wird Negaivimpedanzkonverter genannt, weil sie einen negativen Widerstand emuliert. Die Spannung am nichtinvertierenden Eingang beträgt:

$$V_+ = \frac{-100k\Omega}{(-100 + 90)k\Omega} * V_{signalquelle} = 10 * V_{signalquelle}$$

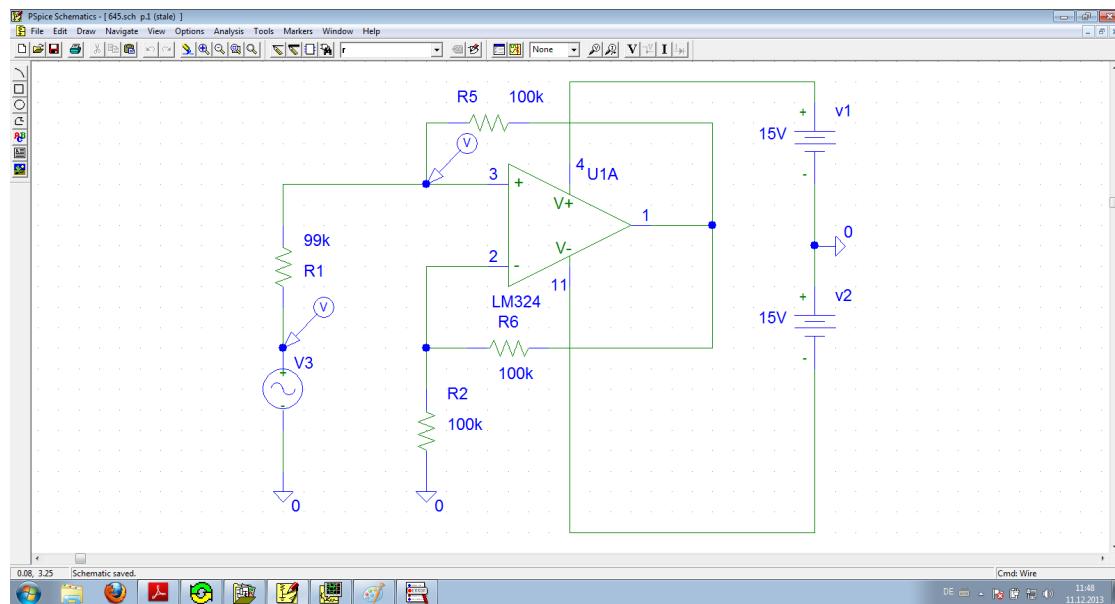


Abbildung 122: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

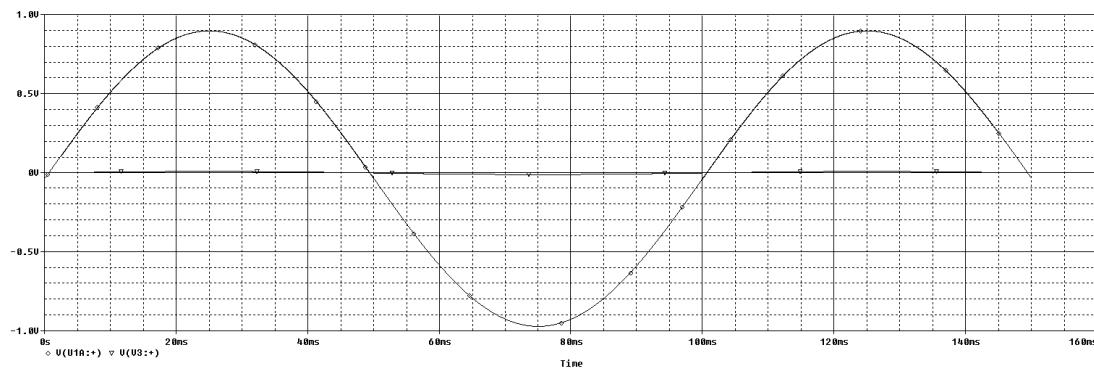


Abbildung 123: Simulationsergebnis

Offensichtlich ist die reale Verstärkung deutlich größer, als die berechnete.

## Versuch 7

### 7.34 Verhalten einer Zenerdiode

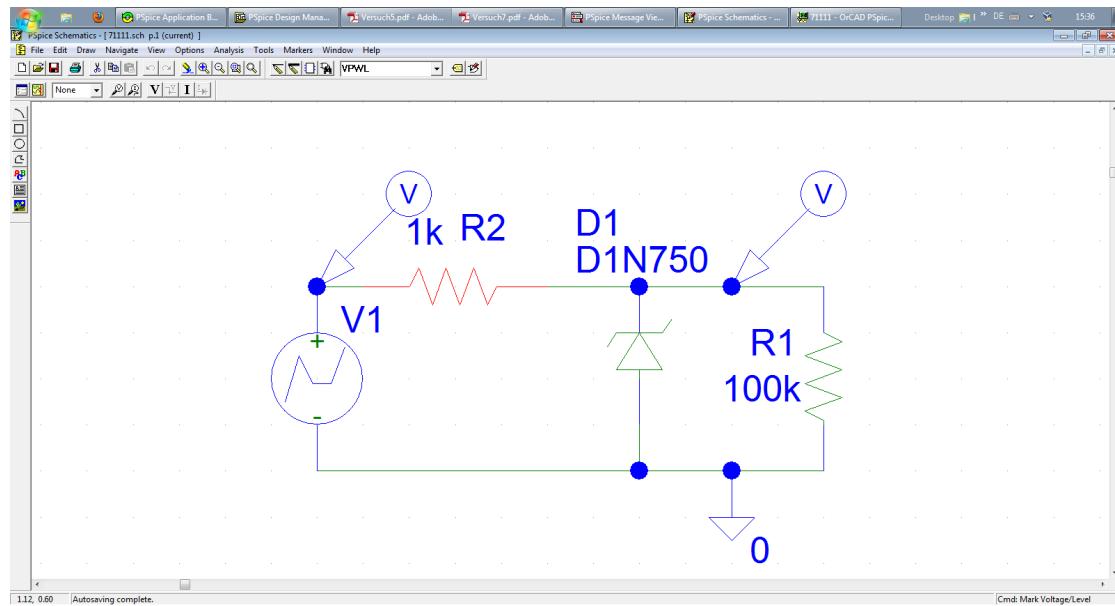


Abbildung 124: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

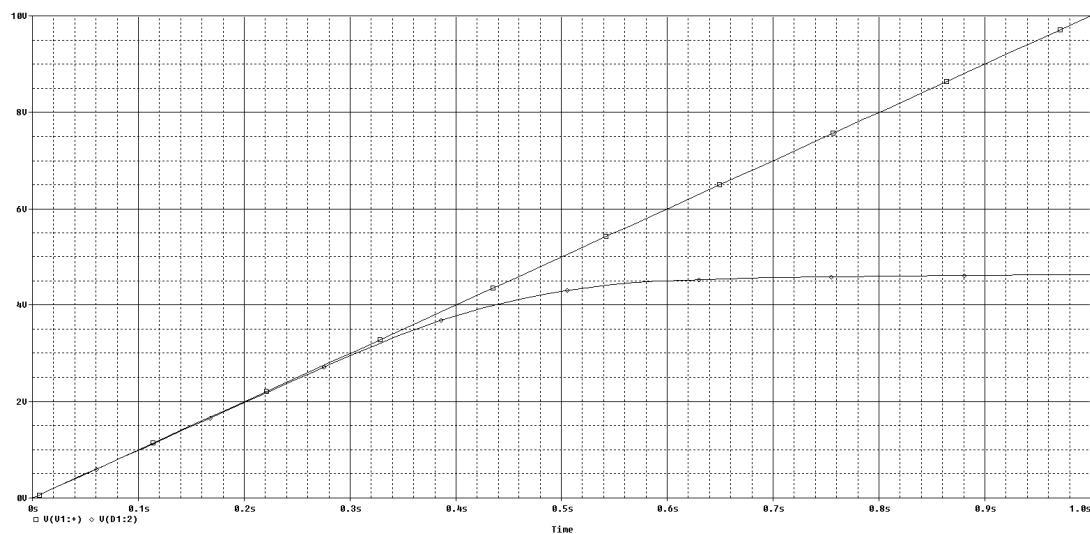


Abbildung 125: Simulationsergebnis

Die Diode besitzt eine Durchbruchspannung von 4.5V. Bei 7V Eingangsspannung werden 4.5682V gemessen, bei 10V misst man 4.6267V. Damit folgt für die Güte der Stabilisierung:

$$Q = \frac{\Delta U_{EIN}}{\Delta AUS} = \frac{10V - 7V}{4.6267V - 4.5682V} = 51.282$$

Wenn man die Zenerdiode ohne Vorwiderstand an einer Spannungsquelle betreibt, kann sie schlichtweg nicht funktionieren.

### 7.35 Konstantstromquelle mit FET

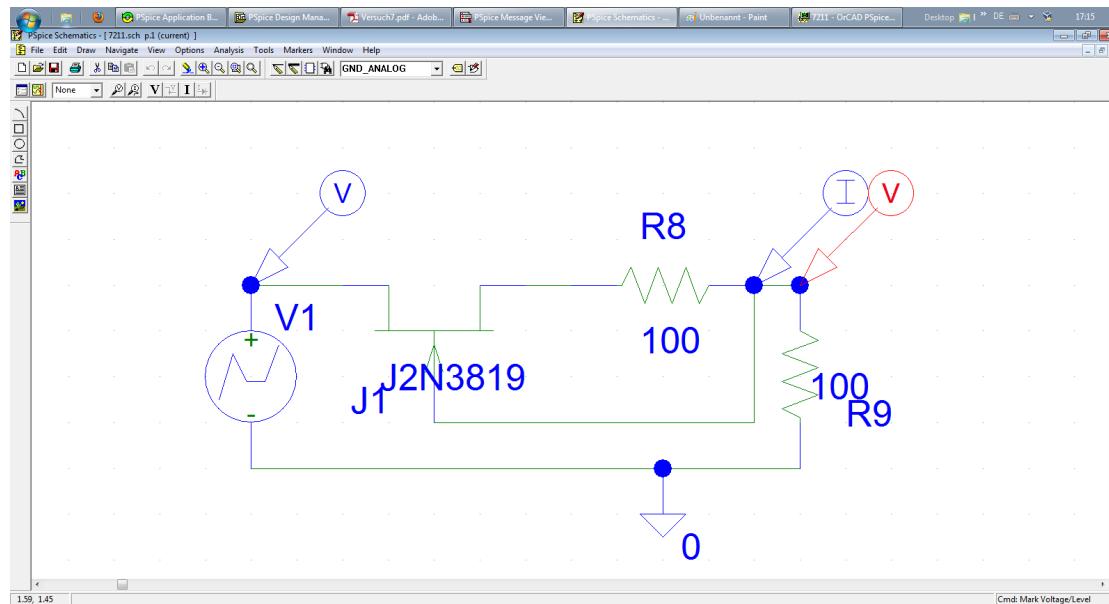


Abbildung 126: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

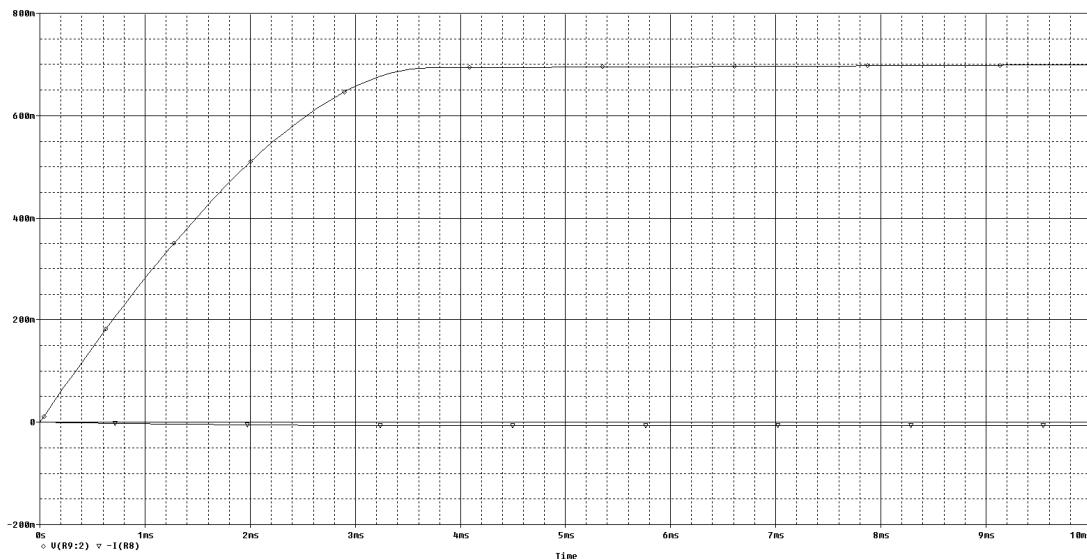


Abbildung 127: Simulationsergebnis

Bei 8ms beträgt der Strom durch den Transistor 6.9739mA.

Als nächstes wurde der Lastwiderstand auf 500kΩ erhöht. Nun beträgt der Strom nach 8ms 6.9473mA.

Ja, ich könnte mir vorstellen, wie man so ein Messgerät zur Widerstandsmessung bauen könnte<sup>1</sup>.

### 7.36 Entwurf einer einfachen Referenzspannungsquelle

Wie wir in Versuch 1 gesehen haben, hängt der Spannungsabfall an der Zenerdiode für große Ströme näherungsweise linear vom Strom ab. Die Zenerdiode bildet mit dem Innenwiderstand einen Spannungsteiler der mit steigender Spannung mit steigendem Strom durchflossen wird. Daher wird die Spannungsstabilisierung deutlich verbessert, wenn der Anstieg dieses Stroms gebremst wird. Genau dies geschiegt, wenn man den Widerstand durch eine Konstantstromquelle ersetzt.

#### Simulation

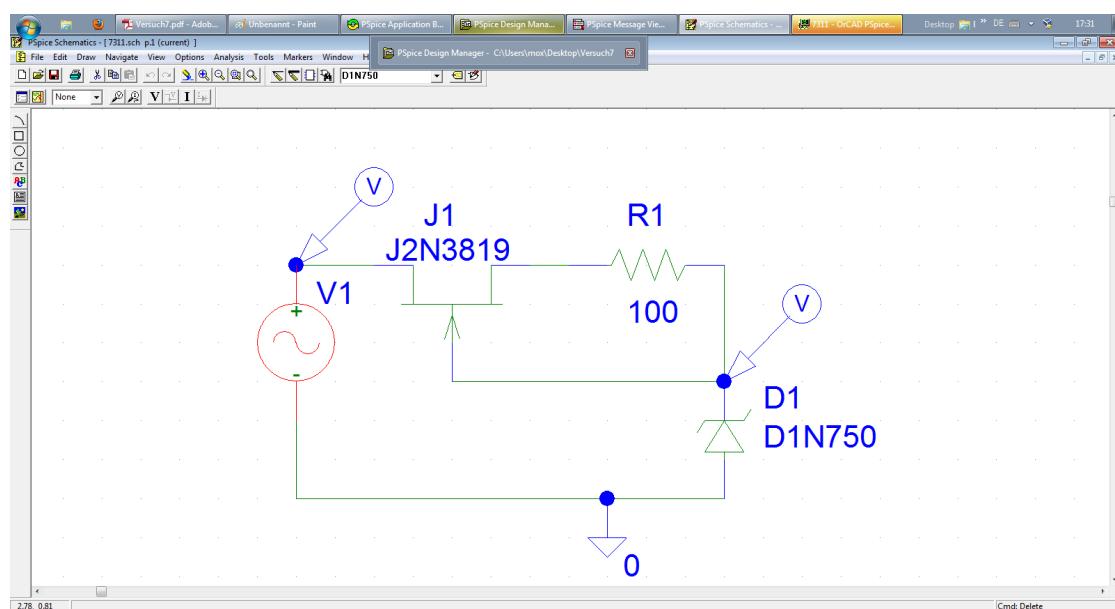


Abbildung 128: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

<sup>1</sup>Es gilt  $U = R * I$ , also  $R = \frac{U}{I}$ . Wenn man also mit der Stromquelle den Strom vorgibt, besteht ein linearer Zusammenhang zwischen der Spannung und dem Widerstand. Man muss also nur die Zahl der Spannung mit dem Strom skalieren und die Einheit als Ohm ausgeben.

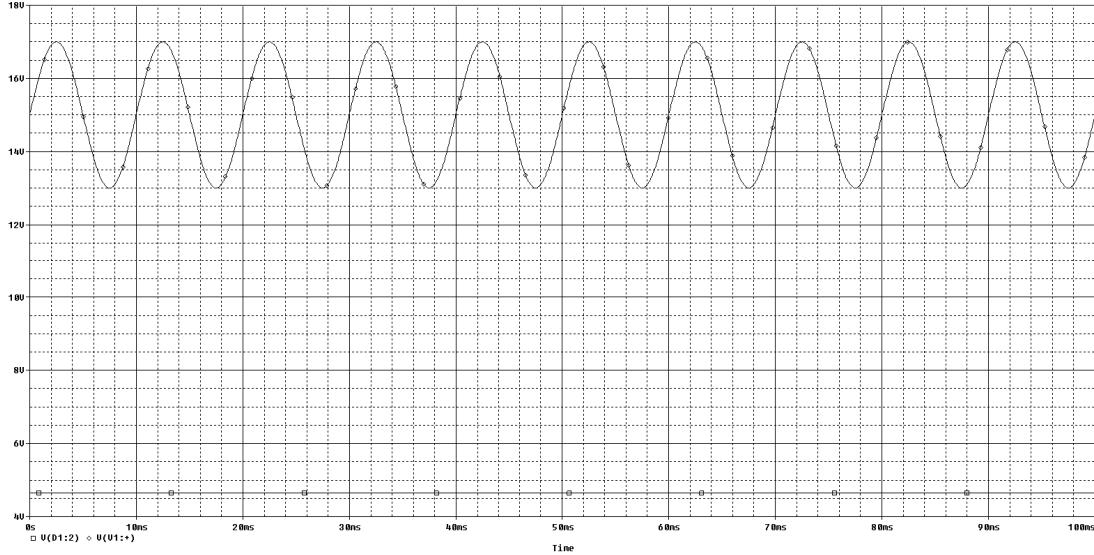


Abbildung 129: Simulationsergebnis

Die Variation der Zenerspannung beträgt:  $312.805\mu V$

### Messung

Die simulierte Schaltung wurde real aufgebaut und getestet.

Bei 10V Eingangsspannung betrug die Ausgangsspannung 4.7472V, bei 15V wurden 4.7492V gemessen. Somit ergibt sich ein Stabilisierungsfaktor von:

$$Q = \frac{\Delta U_{EIN}}{\Delta AUS} = \frac{15V - 10V}{4.7492V - 4.7472V} = 2500.0$$

Somit wird offenkundig, wie viel besser diese Spannungsstabilisierung ist.

### 7.37 Linearregler I

Um den Widerstand  $R_4$  zu berechnen geht man wie folgt vor:

- Zuerst bestimmt man die Spannung  $V_+$ . Sie beträgt, wie im vorigen Versuch bestimmt, ca. 4.75V.
- Dann bestimmt man die Spannung an  $V_-$ . Für sie gilt:  $V_- = U_{out} * \frac{R_3}{R_3 + R_4}$
- Nach dem einfachen Transistormodell wird der Opamp seine Ausgangsspannung so treiben, dass  $V_-$  gegen  $V_+$  geht, wir nehmen also  $V_+ = V_-$  an.  
Außerdem soll  $V_{out} = 10V \pm 1\%$  gelten.
- Somit gilt:  $4.75V = V_{out} * \frac{4.7k\Omega}{4.7\Omega + R_4} \Rightarrow R_4 = \left( \frac{V_{out}}{4.75V} * 4.7k\Omega \right) - 4.7k\Omega$

Für  $R_4$  gilt somit:

$$V_{out} \in [9.9V, 10.1V] \rightsquigarrow R_4 \in [5095.8\Omega, 5293.7\Omega] \rightsquigarrow R_4 = 5194.7\Omega \pm 1.9048\%$$

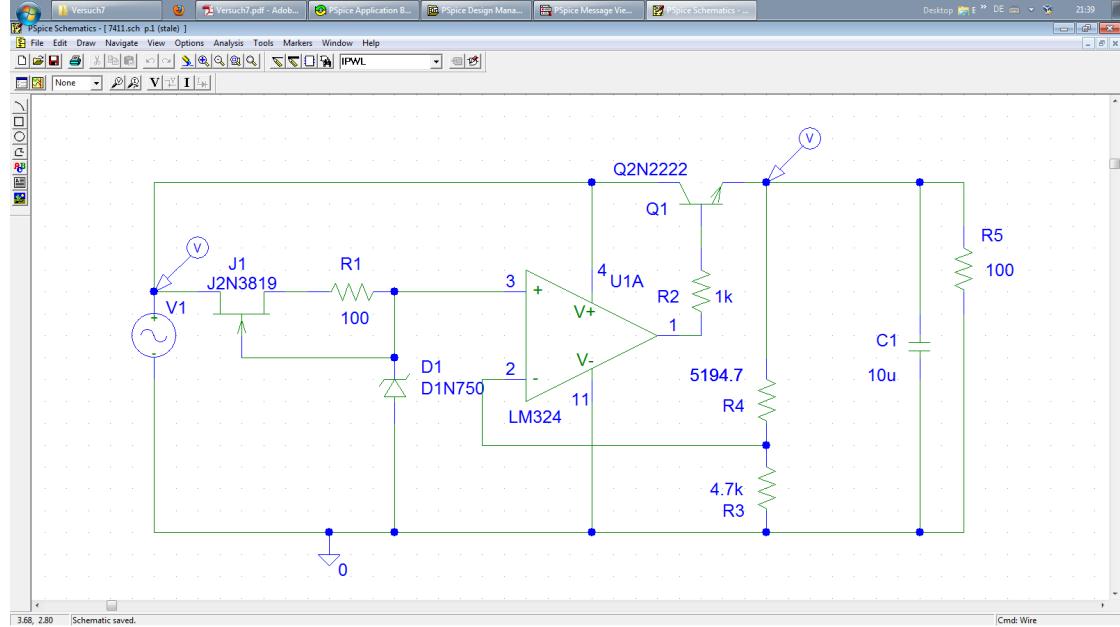
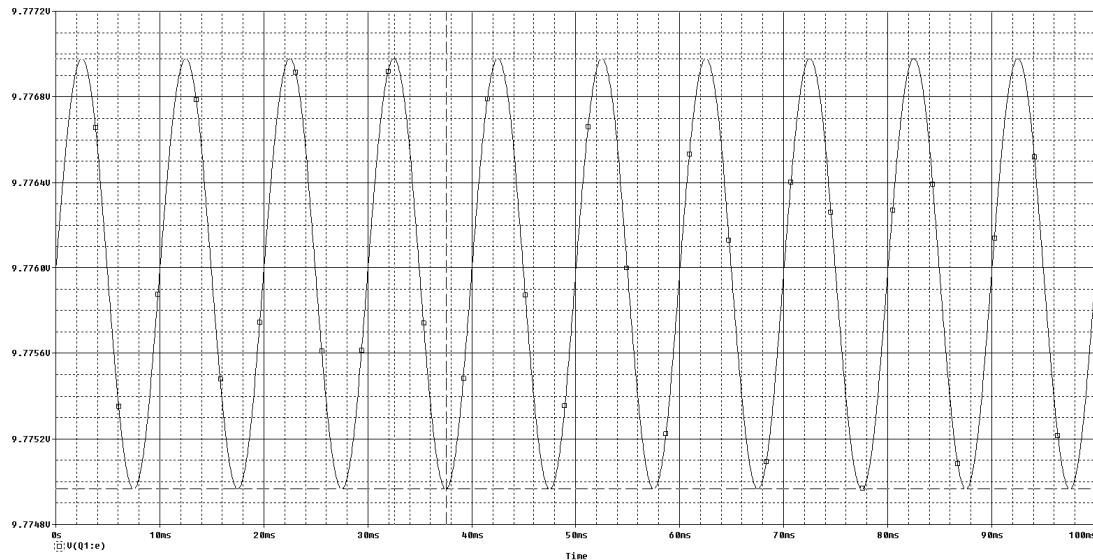


Abbildung 130: Schaltplan: Der Steuerspannungsteiler wurde deutlicher hervorgehoben

Abbildung 131: Simulationsergebnis bei  $V_{Ampl} = 2V$ ,  $V_{Offset} = 15V$ 

Die Welligkeit der Ausgangsspannung,  $U_{ss}$  wurde zu 2.0131mV bestimmt, für die Stabilisierung ergab sich:

$$Q = \frac{\Delta U_{EIN}}{\Delta_{AUS}} = \frac{4V}{2.0131mV} = 1987$$

Die Güte der Stabilisierung ist etwas schlechter als bei der Referenzspannungsquelle, weil die Ausgangsspannung verdoppelt wurde. Setzte man  $R_4$  gleich  $0\Omega$ , so würde die Spannung zu 4.75V stabilisiert und die Stabilisierung hätte eine Güte von 4186.9.

Wenn man den Ausgang mit  $0.1\Omega$  kurzschließt, misst man die folgenden Werte:

- $V_{cc} = 15V$
  - $V_{out} = 0.094687V$
  - $I_{out} = 0.946883A$

Somit ergibt sich am Transistor:

- $V_{drop} = V_{cc} - V_{out} = 14.905V$

- $P = V_{drop} * I_{out} = 14.114W \Rightarrow$    $2$

## 7.38 Linearregler II

## Simulation

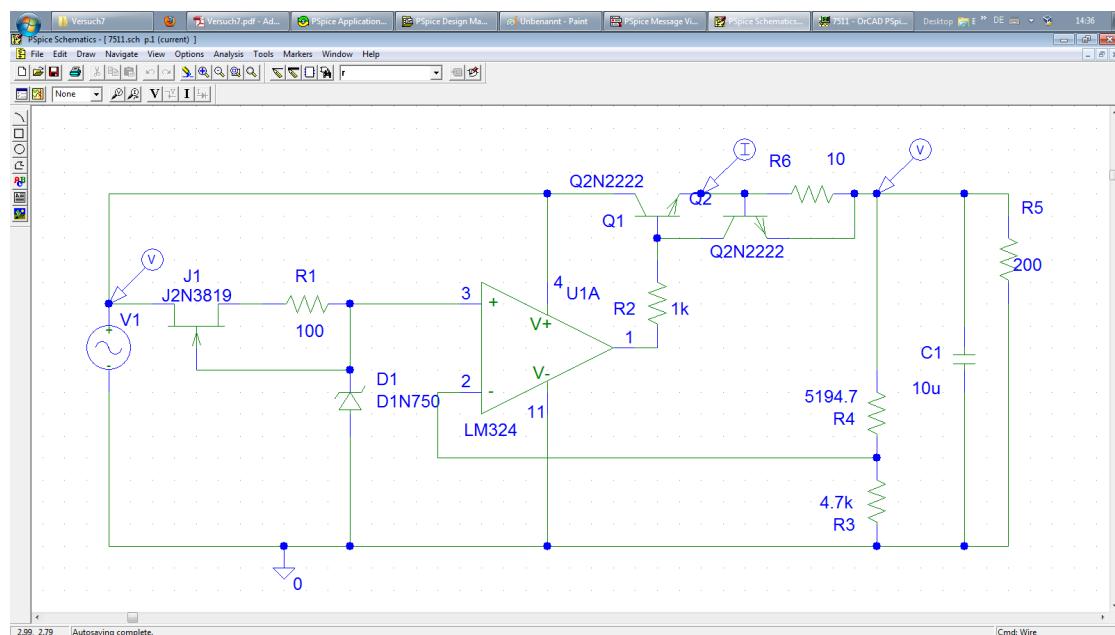


Abbildung 132: Schaltplan, wie im Skript vorgegeben

<sup>2</sup>Quelle: <http://themoderatevoice.com/141180/talk-radio-bomb-98-advertisers-tell-premiere-networks-to-avoid-shock-jocks>

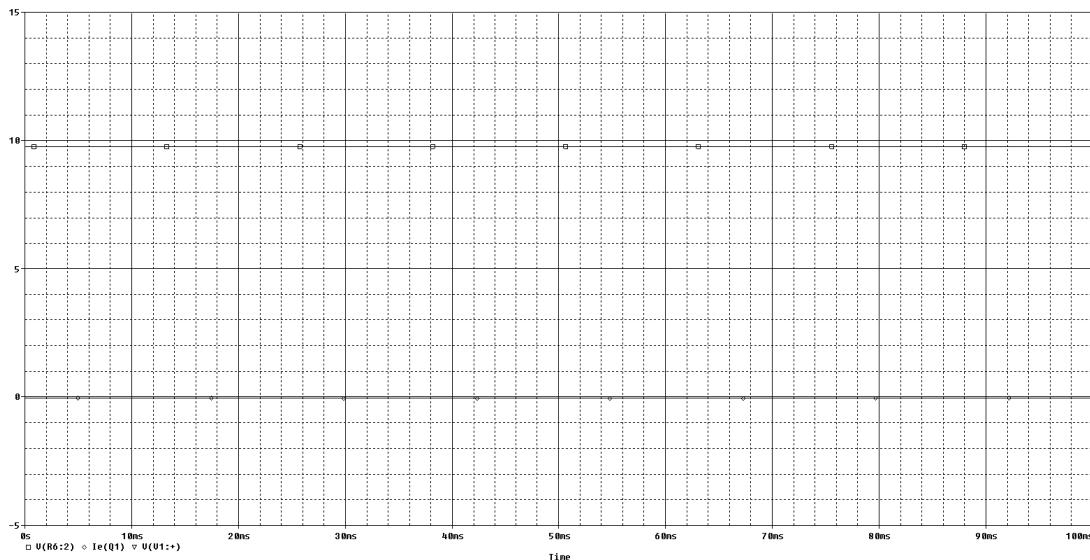


Abbildung 133: Simulationsergebnis

Am Ausgang wurde bei 15V Eingangsspannung eine Spannung von 9.776V und ein Strom von 48.880mA gemessen. Für die Güte gilt:

$$Q = \frac{\Delta U_{EIN}}{2mV} = 2000$$

Als nächstes wurde der Ausgang mit  $0.1\Omega$  kurzgeschlossen. Der Ausgangsstrom betrug nun 83.558mA bei einer Ausgangsspannung von 8.3558mV. Q2 bewirkt mit R6 eine Strombegrenzung für den Ausgang.

Der Ausgangsstrom ist reziprok zu  $R_6$ .

Die Verlustleistung beträgt:  $0.071284A * 14.280V = 1.0179W$

Um die maximale Verlustleistung von 500mW nicht zu überschreiten, darf der Ausgangsstrom nicht über  $I = \frac{500mW}{15V} = 0.0\bar{3}A$  gehen. Weiterhin ist der Spannungsabfall an Q6 0.712146V, mit  $U=RI$  ergibt sich somit  $R_6 = \frac{0.712146V}{0.03A} = 21.354\Omega$ .

## Messung

Die Schaltung wurde real aufgebaut und bei 15V Eingangsspannung wurde eine Ausgangsspannung von 10.1578V gemessen. Bei 20V ergaben sich 10.1588V.

$$\Rightarrow Q = \frac{5V}{1mV} = 5000$$

Mit dieser Güte bin ich durchaus zufrieden.

Im Kurzschlussfall ergab sich ein Strom von 0.052A.

## Versuch 8

### 8.39 Aufbau einer Digitalschaltung auf Platine: Effekt von Filterkondensatoren

In diesem Versuch wurde ein einfacher Oszillatator mit einem NE555 aufgebaut, der im weiteren Versuch die ein PAL mit verschiedenen Funktionen taktete. Dabei wurden zuerst die Filterkondensatoren weggelassen um deren Effekt zu sehen. Wie man sieht, bricht die Versorgungsspannung mit jedem Takt auf etwa 1.7V ein und überschwingt dann auf 7V. Die Unterschiede zwischen den verschiedenen Flanken kommen daher, dass nicht bei jedem Takt gleichviele Transistoren schalten.

Wenn man die Filterkondensatoren zufügt, verbessert sich die Situation deutlich: Man erkennt, dass die Amplitude der Schwingung auf etwa ein halbes Volt abgeschwächt wurde, da der Kondensator die benötigte Spannung bereitstellt.

### 8.40 Mechanische Schalter in Digitalschaltungen

Wie man sieht, prellte der Schalter in diesem Fall 2.36 $\mu$ s, was eine schnelle Digitalschaltung als eine Serie von schnellen Tastendrücken wahrnehmen würde, in mehreren Versuchen jedoch durchaus auch mal 4 $\mu$ s. Daher würde ich empfehlen, mindestens 5 $\mu$ s zu warten. Allerdings ist das Prellen für ein Resetsignal eigentlich völlig unerheblich. Möchte/muss man dennoch einen Taster entprellen, so bieten sich 2 Möglichkeiten an:

- Wenn man das Signal an einem µController auswertet, kann man den Controller anweisen, nach einem Flankenwechsel für einige Mikrosekunden keine Flankenwechsel mehr zu registrieren.
- Wenn man das Signal in Hardware entprellen möchte, bietet sich ein einfaches RC-Glied an.

### 8.41 Fehlersuche mit der Triggerfunktion des Logikanalysators

1. LSB toggelt richtig.

### 8.42 Bestimmung eines unbekannten Logikbausteins

Ich habe Schaltkreis Nummer 6 Bestimmt und bin zu dem Schluss gelangt, dass es sich um Schaltkreis 2, 4\* NOR mit 2 Eingängen handelt. Anbei eine Tabelle der Schaltfunk-

	a: Pin 2 5 8 11	b: Pin 3 6 9 12	Ausgang c: Pin 1 4 10 13
tionen.	0	0	1
	0	1	0
	1	0	0
	1	1	0

$$\Rightarrow \bar{a} \wedge \bar{b} = c \Rightarrow \overline{a \vee b} = c \Leftrightarrow a \text{ NOR } b = c$$

## Versuch 9

### 9.43 Digital-Analog-Konverter (DAC)

Zuerst mussten die Widerstandswerte berechnet werden. Dazu hielt ich mich an die Dimensionierungsvorschrift aus der Vorlesung und erhielt folgende Werte:

Name	Wert
R1	100k
R2	50k
R3	100k
R4	50k
R5	100k
R6	50k
R7	100k
R8	100k
R9	100k

Die direkte Berechnung der Ausgangsspannung wird mit zunehmender Bitzahl des DAC aufwendiger, da man mehrere hintereinander geschaltete Spannungsteiler berechnen muss. Dabei stellt man jedoch fest, dass an der Ausgangsstufe des Spannungsteilers immer „einfache“ Werte anliegen. Somit kann man auf die direkte Berechnung verzichten und stattdessen diese Werte verwenden. Somit ergibt sich die Ausgangsspannung des Spannungsteilers bei Eingangswert  $EIN$  und Bitzahl  $n$  wie folgt:

$$U_{out} = EIN * k * U_{ref}, \quad k = \frac{1}{2^n}$$

Die tatsächlichen Ausgangswerte ergaben sich wie folgt:

Eingangswert	Ausgangswert
0b0000	0.00V
0b0001	0.52V
0b0010	0.72V
0b0011	1.20V
0b0100	1.32V
0b0101	1.76V
0b0110	2.00V
0b0111	2.48V
0b1000	2.56V
0b1001	3.00V
0b1010	3.24V
0b1011	3.72V
0b1100	3.84V
0b1101	4.32V
0b1110	4.56V
0b1111	5.00V

Leider erkannte ich erst nach der Messung, dass der Widerstand  $R_8$  fehlte, daher stimmen die tatsächlichen Messwerte nicht mit den errechneten Werten überein. Als ich den fehlenden Widerstand eingelötet hatte, ergab sich für 0b1111 auch wie erwartet eine Ausgangsspannung von rund 4.7V.

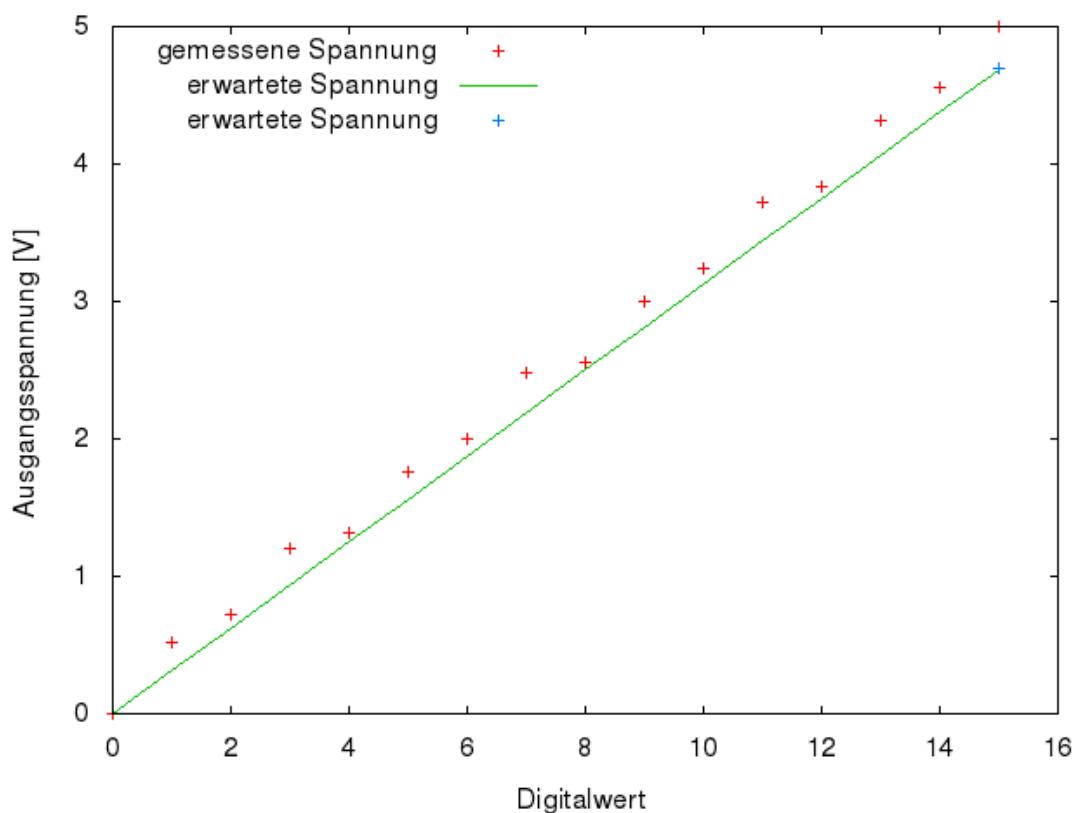


Abbildung 134: Gemessene und erwartete Ausgangsspannung

Der Offsetfehler liegt bei 0V:

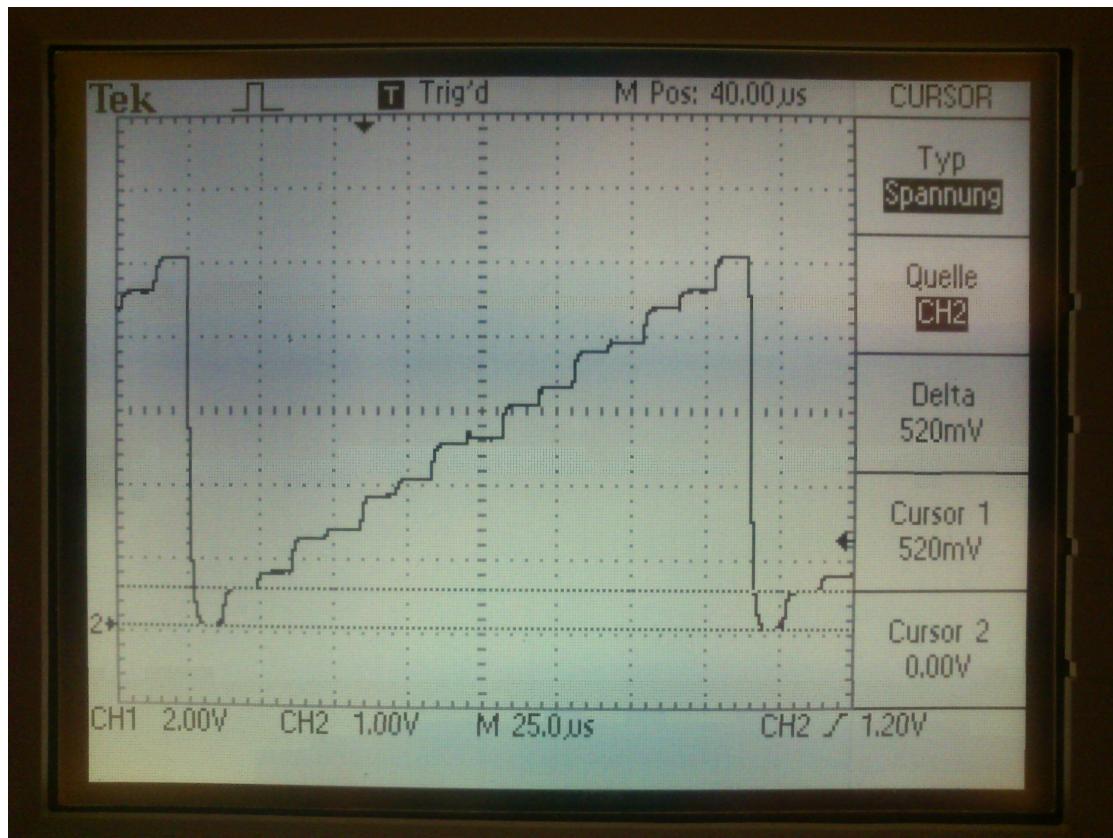


Abbildung 135: Wie man sieht, liegt die Spannung für 0b0000 bei 0V

$$\text{Der Verstärkungsfehler beträgt } 1.0667 = \frac{U_{out}(0b1111)_{real} - U_{offset}}{U_{out}(0b1111)_{erwartet}} = \frac{5V - 0V}{4.6875V}$$

#### 9.44 Digitaler Sinusgenerator

Ohne Kondensator ergab sich folgendes Bild:

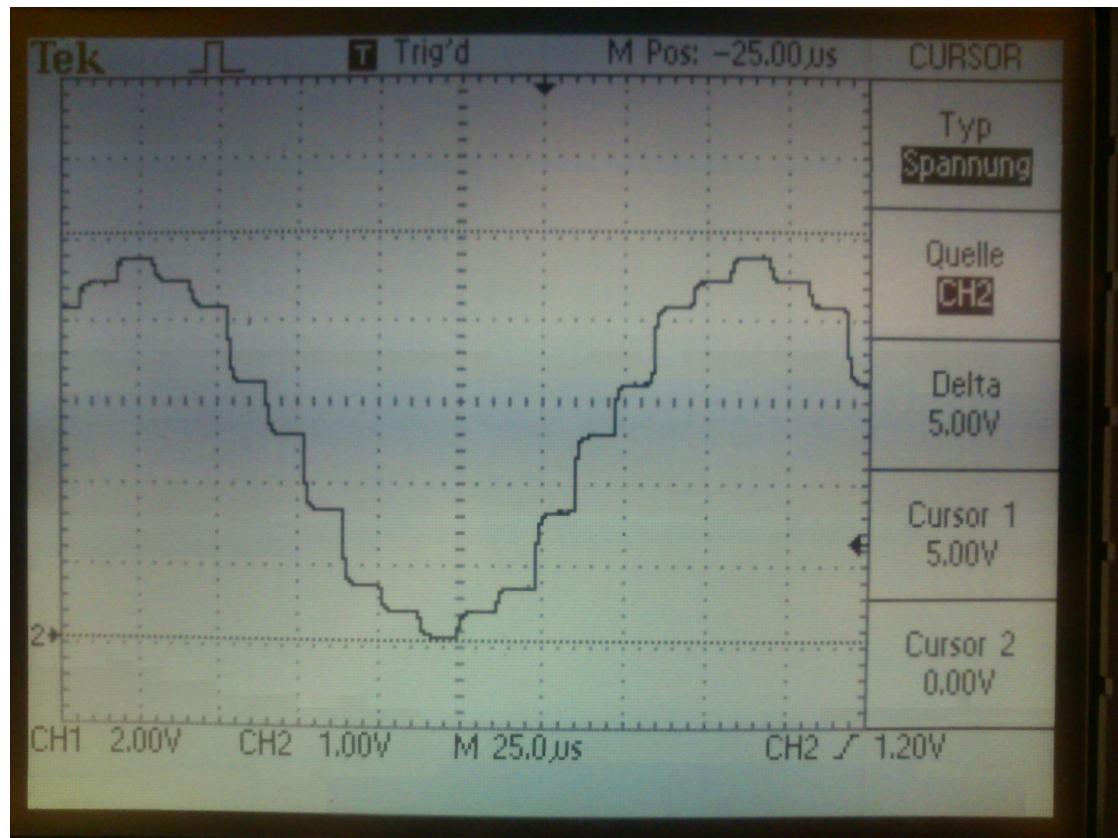


Abbildung 136: Sinusspannung ohne Tiefpass

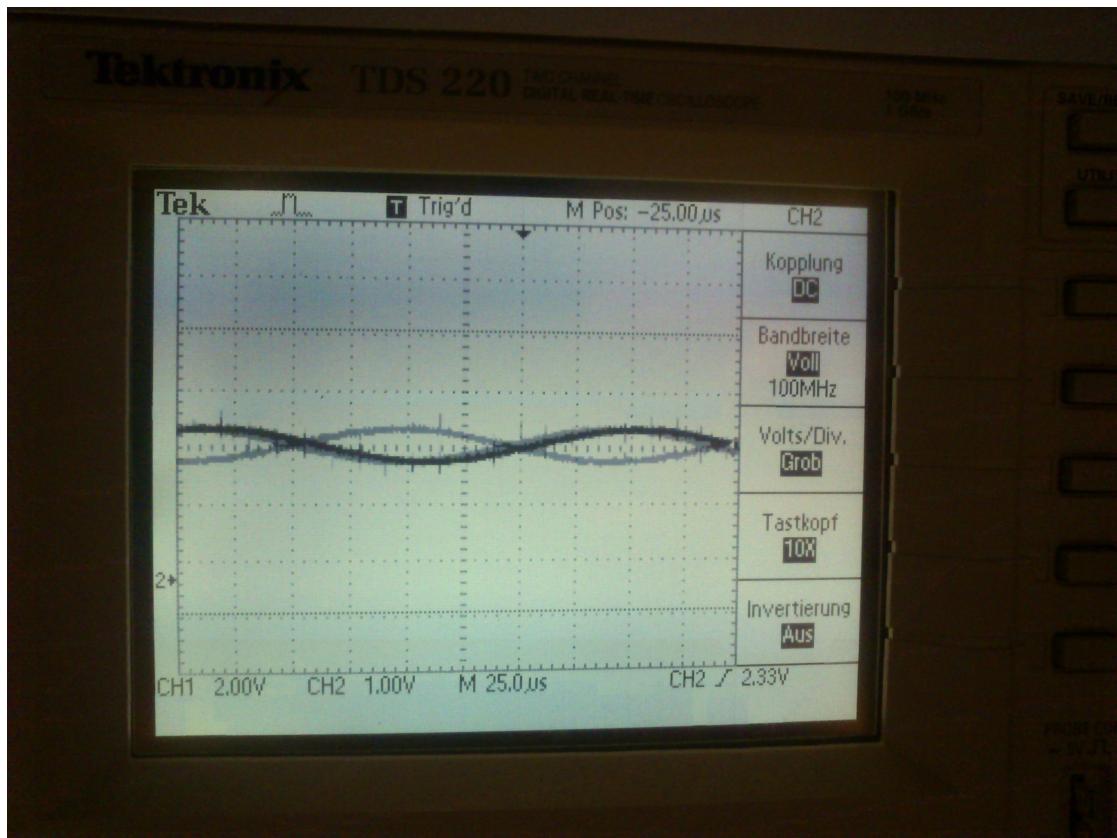


Abbildung 137: Der Kondensator ist eindeutig zu groß (4.7nF)

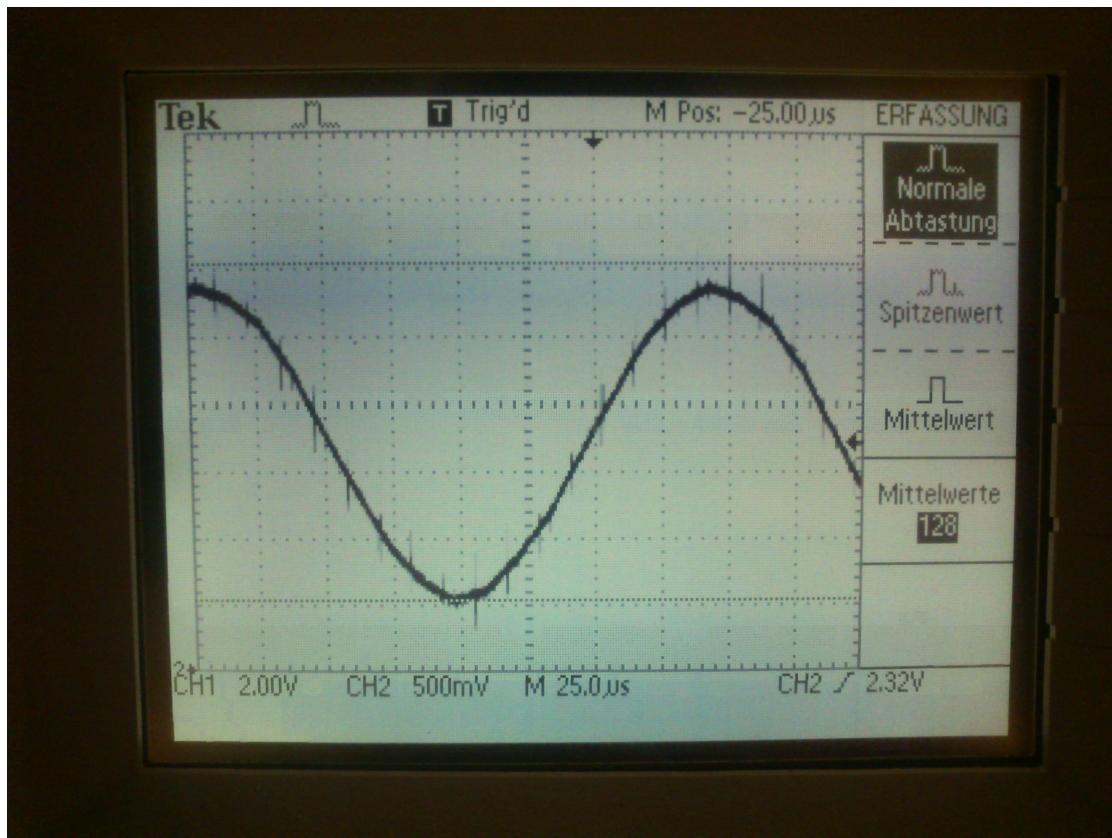


Abbildung 138: Sinusspannung mit einem passenden Kondensator (1.0nF)

#### 9.45 Aufbau eines ADCs nach dem Wägeverfahren

Als erstes war der Widerstand R9 zu dimensionieren. Der Eingangsspannungsspannungsbereich sollte 0..1.5V betragen, somit müsste die Ausgangsspannung  $U_{out}(0b1111)$  bei  $0b1111 * \frac{1}{16} * 1.5 = 1.4062V$  betragen. Der Innenwiderstand des DAC von  $R_i = 50k\Omega$  bildet mit  $R_9$  einen Spannungsteiler. Somit ergibt sich:

$$U_{comp} = U_{out}(0b1111) * (R_9/(R_1 + R_9)) = 1.4062V$$

$$\Rightarrow R_9 = \frac{U_{comp} * R_i}{U_{out}(0b1111) * U_{comp}} = \frac{1.4062V * 50k\Omega}{4.6875 - 1.4062V} = 21.427k\Omega$$

Da in Serie zu  $R_9$  noch ein Poti von  $4.7k\Omega$  verbaut wird, wählte ich den nächstkleineren verfügbaren Wert für  $R_9$ ,  $18k\Omega$ .

R12 implementiert eine Hysterese und macht aus dem Komparator somit einen Schmitt-Trigger.

Spannung	Wert
0.00V	0b0000
0.10V	0b0001
0.18V	0b0010
0.21V	0b0011
0.35V	0b0100
0.43V	0b0101
0.46V	0b0110
0.54V	0b0111
0.63V	0b1000
0.75V	0b1001
0.83V	0b1010
0.88V	0b1011
0.97V	0b1100
1.09V	0b1101
1.14V	0b1110
1.22V	0b1111

Als nächstes wurde die Kennlinie aufgenommen:

Damit ergab sich folgendes Schaubild:

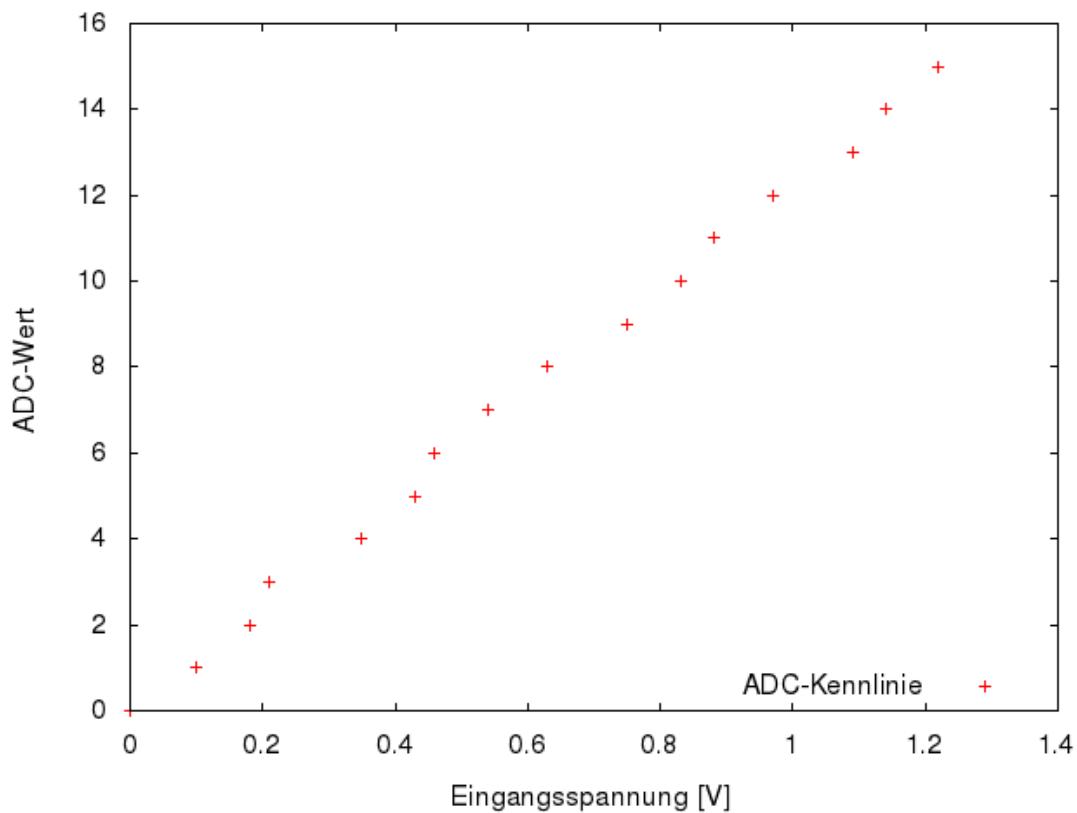


Abbildung 139: Das ADC-Ergebnis als Plot

Leider habe ich im Eifer des Gefechts (und durch den im letzten Versuch vorhandenen Zeitdruck) vergessen, das Potentiometer einzustellen, daher röhren die schlechten Werte her. Die Nichtlinearität kann ich jedoch nicht erklären.

### 9.46 Anzeige des kompletten „Suchbaums“

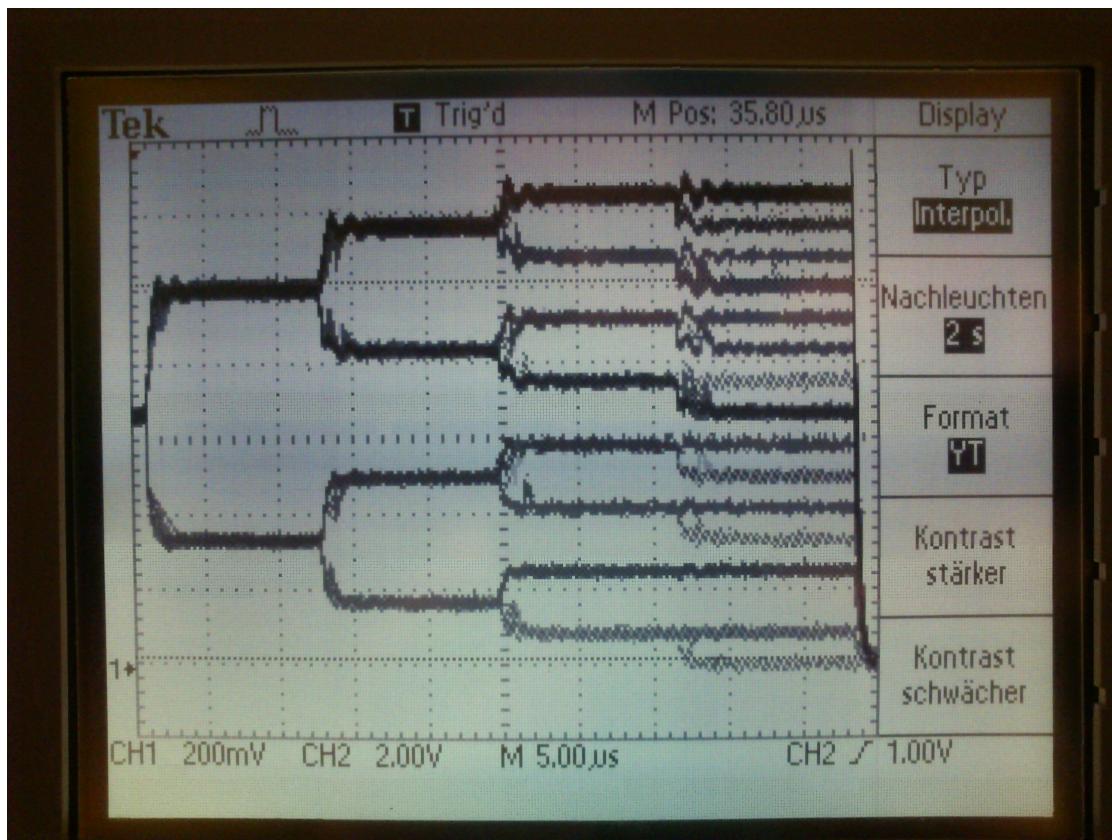


Abbildung 140: Der Suchbaum am Oszilloskop angezeigt

### 9.47 Geschwindigkeit des Analog-Digital-Wandlers

Es gilt:

$$t_{reg} = 25\text{ns}, t_{buf} = 16\text{ns}, t_{comp} = 1,3\text{s}, t_{setup} = 15\text{ns}, t_{RC} = 150\text{ns}$$

$$T_{Takt} = t_{reg} + t_{buf} + t_{comp} + t_{RC} = 1491\text{ns} = 1,491\mu\text{s}$$

$$T_{Wandlung} = t_{setup} + 4 * T_{Takt} = 5979\text{ns} = 5,979\mu\text{s}$$

$$\Rightarrow f_{Wandlung} = \frac{1}{T_{Wandlung}} = 167.25\text{Hz}$$

$$\Rightarrow f_{Eingang,max} = \frac{f_{Wandlung}}{2} = 83.625\text{Hz}$$

### 9.48 LED-Anzeige

Die Wahrheitstabelle des BCD-zu-7-Segment-Dekoders lässt sich einfach ablesen und sieht wie folgt aus:

Eingangsanzahl [BCD]	a	b	c	d	e	f	g
0000	1	1	1	1	1	1	0
0001	0	1	1	0	0	0	0
0010	1	1	0	1	1	0	1
0011	1	1	1	1	0	0	1
0100	0	1	1	0	0	1	1
0101	1	0	1	1	0	1	1
0110	0	0	1	1	1	1	1
0111	1	1	1	0	0	0	0
1000	1	1	1	1	1	1	1
1001	1	1	1	0	0	1	1

Die LED-Anzeige funktionierte ohne Probleme.

#### 9.49 Quantisierungsrauschen

Unser Wandler hat eine Auflösung von 4 bit, also ist  $U_{LSB} = 0.093750V$ . Somit ergibt sich  $U_r^2$  zu  $7.3242e-04V^2$

Für  $U_{1eff}^2$  ergibt sich  $0.5 * (16 * 0.093750V)^2 / 4 = 0.28125V^2$

Das Signal-Rausch-Verhältnis ergibt sich somit zu:  $SNR[dB] = 10 * \log\left(\frac{U_{1eff}^2}{U_r^2}\right) = 10 * \log\left(\frac{0.28125V^2}{7.3242e-04V^2}\right) dB = 25.843dB$ .

ENDE

**Literatur**

- [1] Datenblatt zum Agilent HP34401  
[http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jspx?action=obs&nid=536880933.3.00&lc=ger&cc=DE&ckey=1000070110%3Aepsg%3Adow&pubno=5968-0162DEE&ltype=LitStation&ctype=AGILENT\\_EDITORIAL&ml=ger](http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jspx?action=obs&nid=536880933.3.00&lc=ger&cc=DE&ckey=1000070110%3Aepsg%3Adow&pubno=5968-0162DEE&ltype=LitStation&ctype=AGILENT_EDITORIAL&ml=ger)
- [2] Programm zur Schaltungssimulation  
<http://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013>
- [3] Webseite zum Wellenwiderstand  
<http://www.mikrocontroller.net/articles/Wellenwiderstand>