

# **HWE-Skript**

Leopold Götsch

2023-12-19

# Inhaltsverzeichnis

<b>Willkommen zum Skript</b>	<b>3</b>
Verbessern . . . . .	3
Mitwirken . . . . .	3
<b>I. 3. Jahrgang</b>	<b>4</b>
<b>1. Der Transistor</b>	<b>5</b>
1.1. Feldeffekttransistor . . . . .	5
1.1.1. Aufgabe . . . . .	6
1.2. Bipolartransistor . . . . .	6
1.2.1. Die Emitterschaltung mit Temperaturstabilisierung . . . . .	6
1.2.2. Aufgabenstellung . . . . .	7
1.2.3. Berechnung . . . . .	8
1.2.4. Die Kollektorschaltung . . . . .	9
<b>II. 4. Jahrgang</b>	<b>10</b>
<b>2. Leistungsverstärker</b>	<b>11</b>
2.1. Die Gegentaktendstufe . . . . .	13
2.2. Rückkopplung . . . . .	15
2.3. Vorspannen . . . . .	17
2.4. Reale Spannungsquelle . . . . .	20
2.4.1. $U_{BE}$ -Vervielfacher berechnen. . . . .	21
2.4.2. Überprüfen und einstellen mittels Simulation . . . . .	24
2.4.3. Aufbau . . . . .	27
2.4.4. Reale Spannungsquelle in der Schaltung . . . . .	27
2.5. Stromversorgung . . . . .	30
2.6. Reale Stromquelle . . . . .	32
2.7. Praktische Herangehensweise . . . . .	35
2.8. Abwandlungen und Erweiterungen . . . . .	36
<b>3. H-Brücke</b>	<b>37</b>
3.1. Beschreibung der H-Brücke . . . . .	37
3.1.1. Funktionsweise . . . . .	38



# Willkommen zum Skript

## In Arbeit!!

Dieses Skriptum dient zur Unterstützung und Ergänzung der Inhalte aus dem Unterricht. Der “rote Faden” im Unterricht ist in den jeweiligen Klassennotizbüchern zu finden. Darin sind auch Links zu den passenden Kapiteln in diesem Skript zu finden. Das Skriptum wird ständig erweitert und verbessert. Input ist herzlich willkommen.

Danke an alle, die mit Ideen und Unterlagen zur Erstellung beitragen und sich die Zeit nehmen mit Korrekturen das Skriptum zu verbessern.

## Verbessern

Ich freue mich über alle Fehlerkorrekturen und Verbesserungsvorschläge die mich erreichen. Am einfachsten ist dies via Mail oder über GitHub.

## Mitwirken

Wer am Skriptum mitarbeiten möchte, kann mich gerne kontaktieren. Meine Kontaktdaten sind auf der Homepage der HTL-Anichstrasse zu finden.

Viel Vergnügen mit HWE und dem interaktiven Quarto Book!

**Teil I.**

**3. Jahrgang**

# 1. Der Transistor

## 1.1. Feldeffekttransistor

Die einfachste und die gleichzeitig eine der wichtigsten Anwendungen des MOSFET's ist der Schalter. Mittels Spannung am Gate wird der MOSFET ein- und ausgeschaltet.

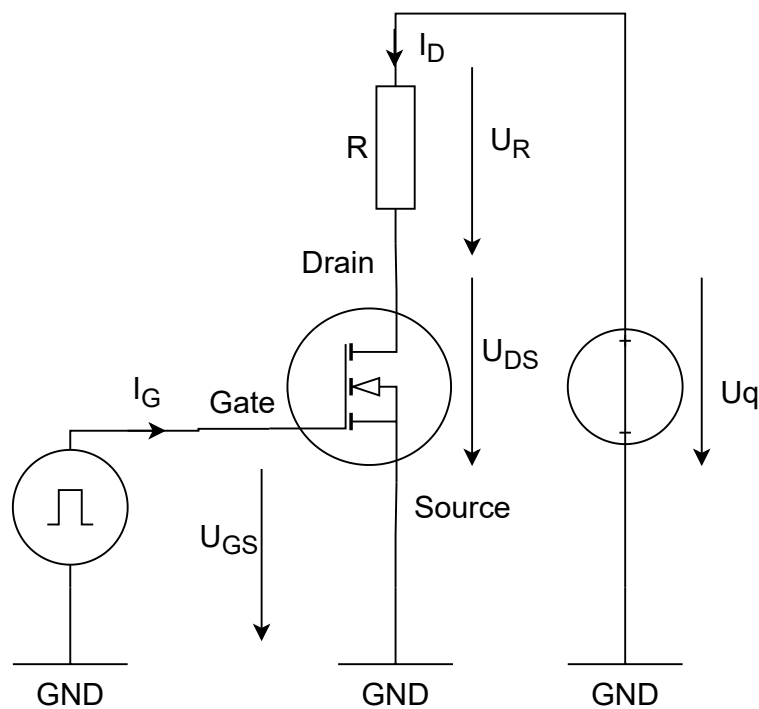


Abbildung 1.1.: N-Kanal MOSFET als Schalter

Die notwendigen und zulässigen Spannungen sind aus dem Datenblatt des gewählten Transistors zu entnehmen. Die kleinste Spannung, welche für das Schalten zwischen Gate und Source anliegen muss, wird Threshold-Spannung  $U_{GS,Threshold}$  genannt. Am Gate wird kein Vorwiderstand benötigt, da der Eingangswiderstand des MOSFET's sehr hoch ist und dadurch, in den meisten Fällen, mit  $I_D = 0$  A angenommen werden kann.

### **1.1.1. Aufgabe**

#### **1.1.1.1. Teil 1: N-Kanal Anreicherungstyp**

Simulieren Sie die Schaltung. Wählen Sie die Spannungen aus dem Datenblatt aus. Geben Sie für zwei Eingangspulse den Strom durch, und die Spannung über den Widerstand. Verwenden Sie dafür die Transientenanalyse und geben Sie deutlich an ob das Ergebnis den Erwartungen entspricht oder nicht. Argumentieren Sie Ihre Aussage.

#### **1.1.1.2. Teil 2: P-Kanal Anreicherungstyp**

Simulieren Sie die Schaltung erneut unter der verwendung eines P-Kanal Anreicherungstypen. Passen Sie die Spannungen so an, dass auch dieser als Schalter funktioniert. Verwenden Sie dazu erneut das passende Datenblatt. Geben Sie deutlich an ob das Ergebnis den Erwartungen entspricht oder nicht. Argumentieren Sie Ihre Aussage.

## **1.2. Bipolartransistor**

### **1.2.1. Die Emitterschaltung mit Temperaturstabilisierung**

Ein einfacher Spannungsverstärker. Der  $R_E$  dient der Temperaturstabilisierung der  $U_{BE}$  Strecke.

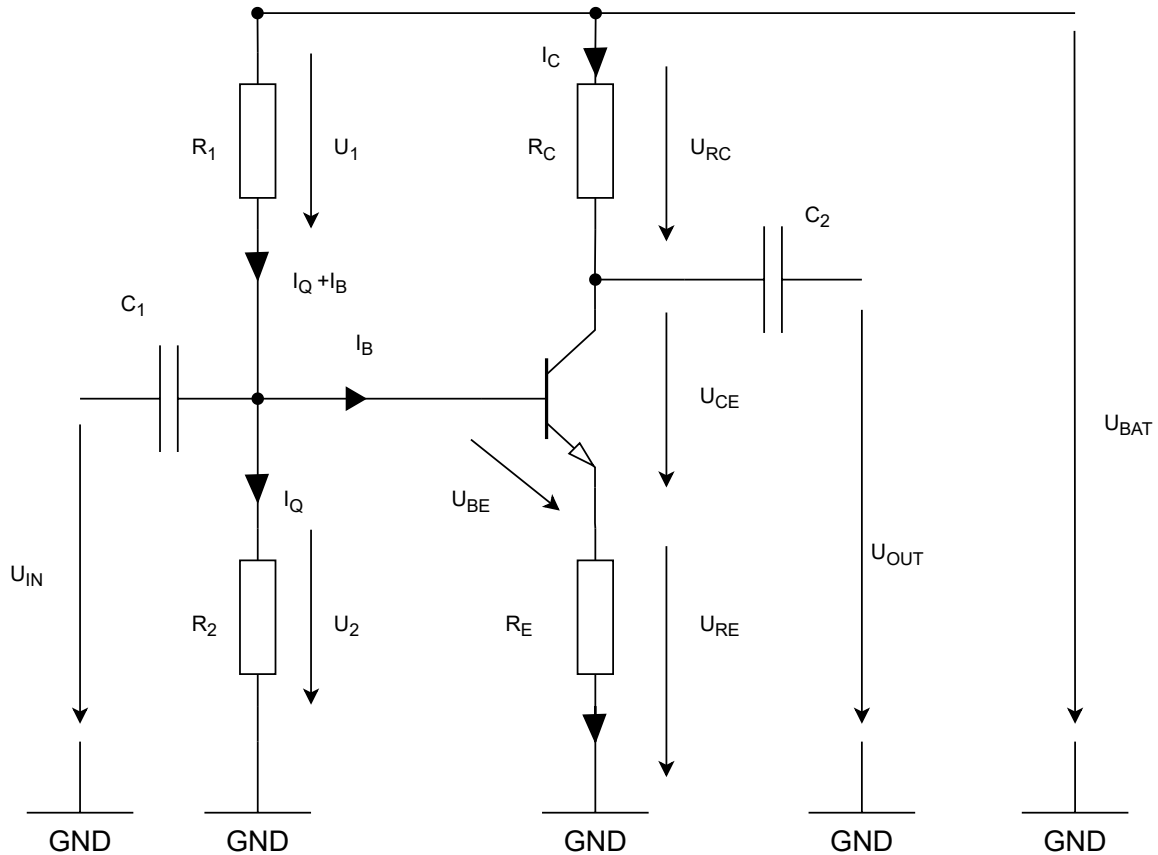


Abbildung 1.2.: Bipolartransistor in Emitttergrundschtaltung mit  $R_E$

## 1.2.2. Aufgabenstellung

Entwerfen Sie einen Spannungsverstärker mit einer Verstärkung.

$$v_U = -\frac{R_c}{R_e} \quad (1.1)$$

$$v_U = -20$$

### 1.2.2.1. Gegeben

#### 1.2.2.1.1. Aus der Angabe



$$v_U = -20$$

$$U_{bat} = 10 \text{ V}$$

#### 1.2.2.1.2. Aus dem Datenblatt

$$B = 300$$

#### 1.2.2.1.3. Aus der Erfahrung / Faustregel

- Zahlenwerte

$$U_T = 25 \text{ mV}$$

$$I_c = 1 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 700 \text{ mV}$$

- Gleichungen

$$I_c = \frac{U_{bat}}{2R_c + 2R_e} \quad (1.2)$$

#### 1.2.3. Berechnung

- Gleichung Gleichung 1.1 nach  $R_e$  auflösen. Das Ergebnis in Gleichung Gleichung 1.2 einsetzen und nach  $R_c$  auflösen.

$$v_U = -\frac{R_c}{R_e} \quad (1.3)$$

$$I_c = \frac{U_{bat}}{2R_c - \frac{2R_c}{v_U}} \quad (1.4)$$

$$R_c = \frac{U_{bat} v_U}{2I_c (v_U - 1)} \quad (1.5)$$

$$R_c = 4.76 \text{ k}$$

#### **1.2.4. Die Kollektorschaltung**

Die Kollektorschaltung wird als Impedanzwandler eingesetzt. Daher ist die wesentliche Eigenschaft der Eingangswiderstand. Die Bauteile müssen also so berechnet werden, dass sich ein gewünschter Eingangswiderstand einstellt.

**To be Continued**

**Teil II.**

**4. Jahrgang**

## 2. Leistungsverstärker

### Lernziele

- Auslegung von analogen Schaltungen
- Strukturiertes aufbereiten einer Aufgabenstellung
- Plausibilität und Qualitätsbeurteilung mittels Simulation
- Übersichtliches zeichnen komplexer Schaltpläne
- Strukturiertes, Zeitoptimiertes Dokumentieren der Arbeit

Transistorverstärker, wie sie bisher bekannt sind Kapitel [1.2](#), in denen ein Transistor in einem Arbeitspunkt betrieben wird, haben bei höheren Leistungen eine zu hohe Verlustleistung. Die Verlustleistung ist proportional zum Strom durch den Kollektor  $I_C$  in Ruhe, also ohne Signal am Eingang. Bei der Emitterschaltung ist der Ruhestrom höher, da der Arbeitspunkt auf der Kennlinie weiter “oben” ist. Diese Betriebsart wird auch A - Betrieb genannt.

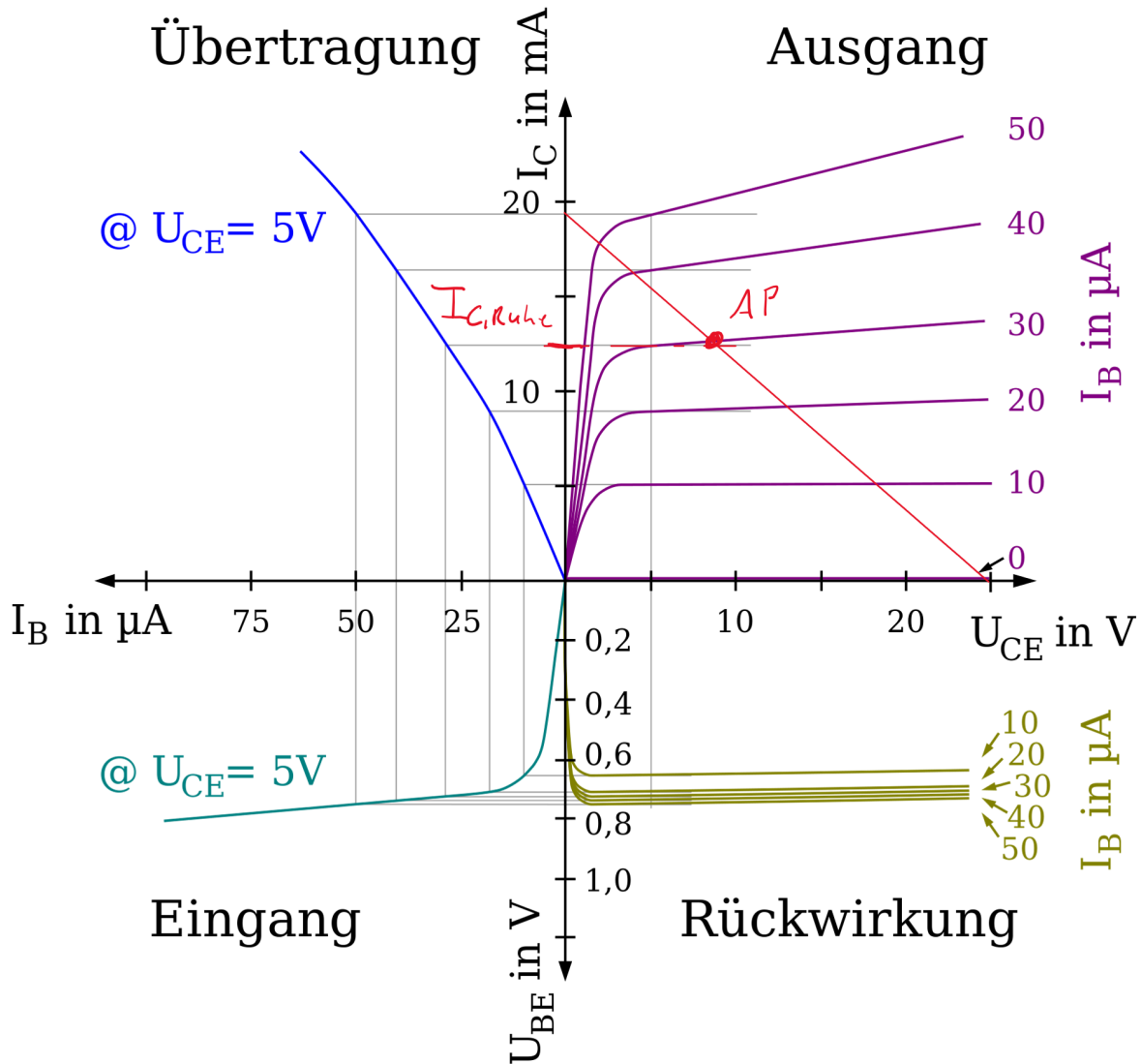


Abbildung 2.1.: Bipolartransistor Arbeitspunkt und Ruhestrom [1]

Um höhere Leistungen und eine geringere Verlustleistung zu erreichen, muss der Arbeitspunkt nach “unten” also zu einem kleineren  $I_C$  gebracht werden. Wird dies am Beispiel des Verstärkers in Emittergrundsaltung Kapitel 1.2 gemacht, würde das bedeuten, dass nur noch eine Halbwelle verstärkt wird. Um dies zu verhindern, werden ein PNP und ein NPN Transistor in Gegentakt geschaltet. Jeder Transistor übernimmt nun die Verstärkung einer Halbwelle. Warum der  $I_C$ , und damit die Verlustleistung, trotzdem nicht ganz Null sein kann, sehen wir im folgenden Teil.

## 2.1. Die Gegentaktendstufe

Um zu vermeiden, dass der Arbeitspunkt eine höhere Verlustleistung aufgrund eines höheren  $I_C$  verursacht, und trotzdem ein symmetrisches Signal verstärkt werden kann, können zwei Transistoren eingesetzt werden. Damit ist auch die maximale Leistung höher, da der Arbeitsbereich pro Transistor besser ausgenutzt wird. Ein Transistor verstärkt die positiven Signale. Der andere die negativen. Dies wird Gegentaktendstufe genannt und die Betriebsart wird als B bezeichnet. Wird eine reale Schaltung entwickelt ist stets darauf zu achten, dass die Bauteileigenschaften berücksichtigt werden. Speziell die Maximalwerte dürfen nicht überschritten werden.

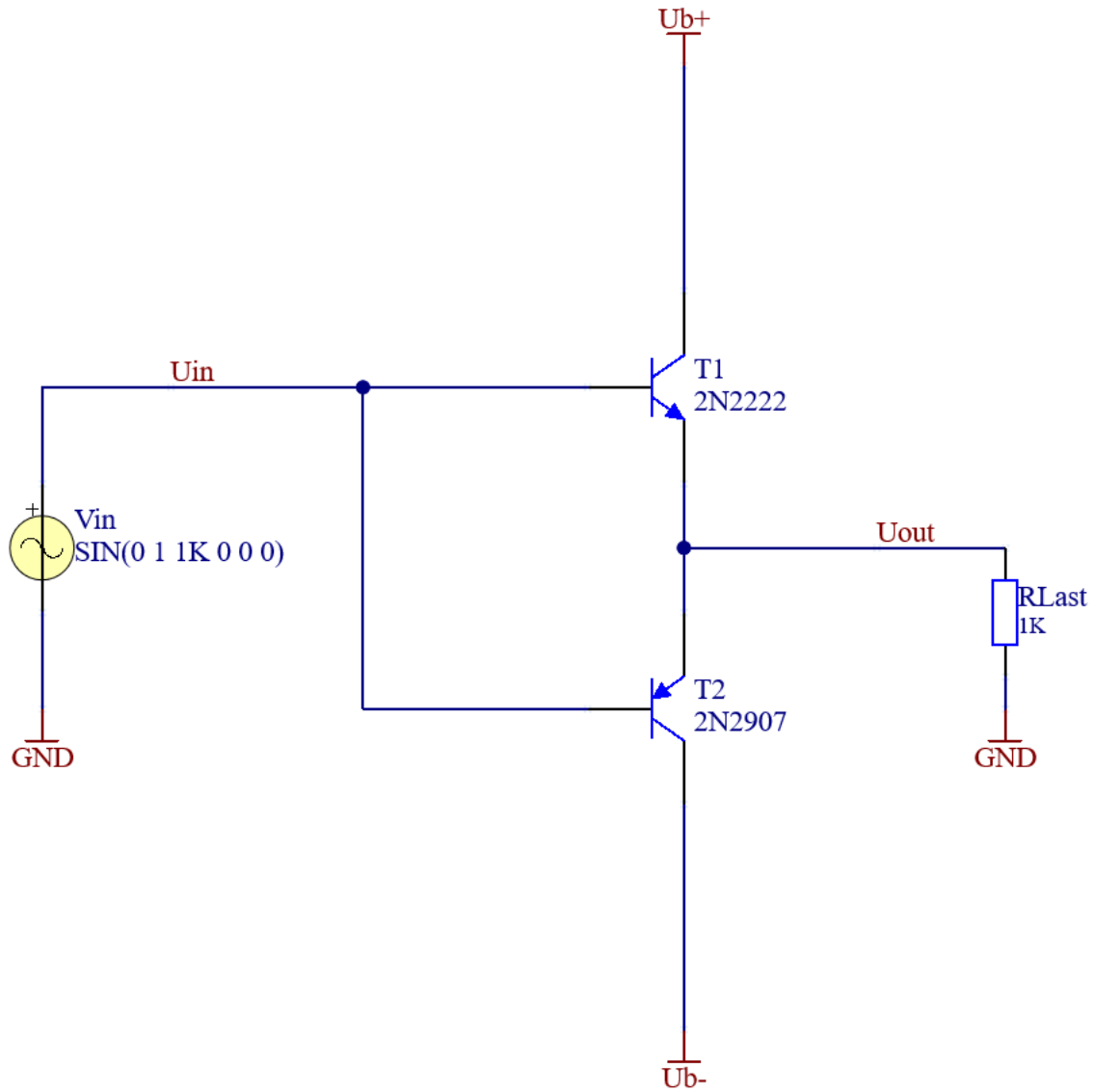


Abbildung 2.2.: Bipolartransistoren in Gegentakt

Wird diese Schaltung einem Test unterzogen zeigt sich, dass das Ergebnis wenig zufriedenstellend ist. Weder wird die Amplitude erreicht, das Signal wird gedämpft, noch folgt der Ausgang dem sinuiden Verlauf des Eingangs. Speziell an den Nulldurchgängen gibt es beträchtliche Verzerrungen. Als Qualitätskriterium soll von nun an die Differenz zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung herangezogen werden.

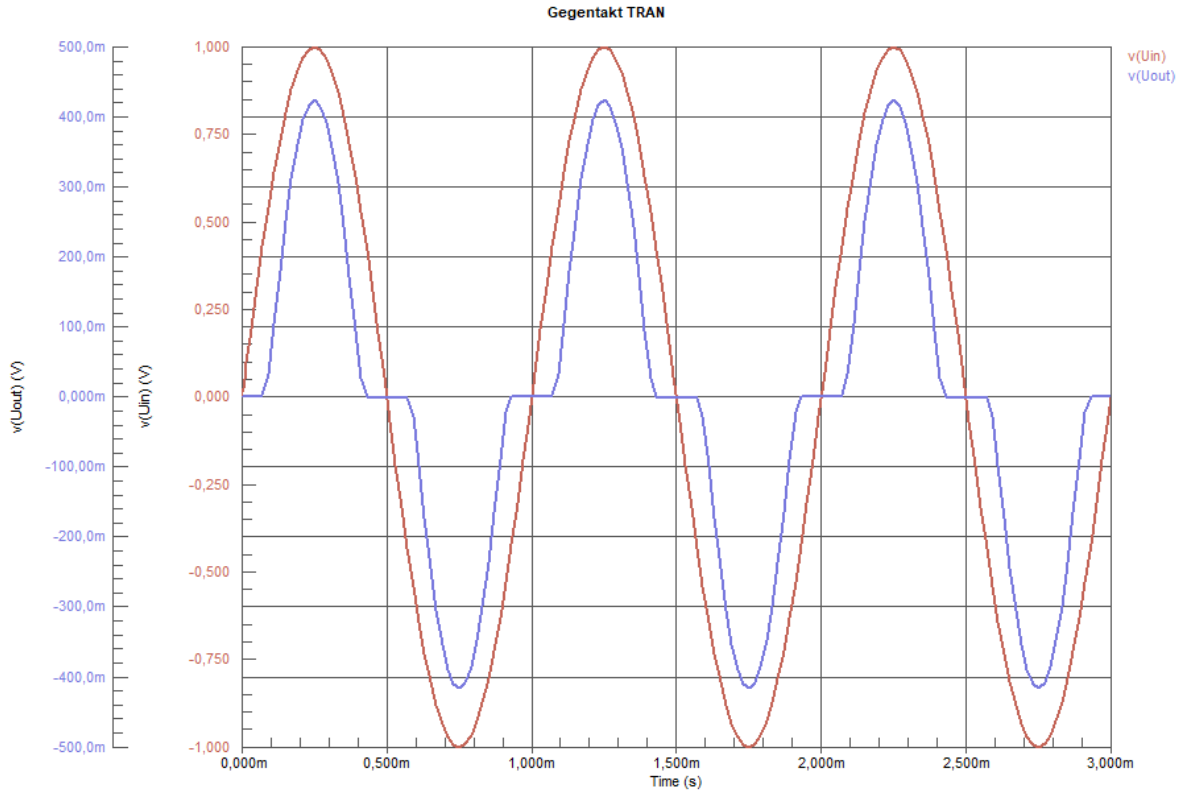


Abbildung 2.3.: Bipolartransistoren in Gegentakt, Simulationsergebnisse

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{in}$ Frequenz	1 kHz	
$V_{in}$ Amplitude	1 V	
Simulierte Perioden	3	

## 2.2. Rückkopplung

Um den Verlauf der Ausgangsspannung an den Verlauf der Eingangsspannung anzupassen, wird eine Gegenkopplung verwendet. Dazu ist eine Subtraktion des Ausgangssignals vom Eingangssignal notwendig. Als Transistorschaltung würde sich eine Differenzverstärkerschaltung anbieten. Für ein noch besseres Ergebnis wird hier ein OPV eingesetzt. Durch die Rückkopplung der gesamten Ausgangsspannung wird eine Spannungsverstärkung von Eins erreicht. Das Ausgangssignal folgt dem Eingangssignal. Eine legitime Frage ist, warum nicht einfach nur der OPV verwendet wird? Hier kann auf die Überschrift verwiesen werden.



Es soll Leistung verstärkt werden. Und die Ausgangsleistung eines OPV reicht in der Regel nicht aus um beispielsweise Lautsprecher zu betreiben.

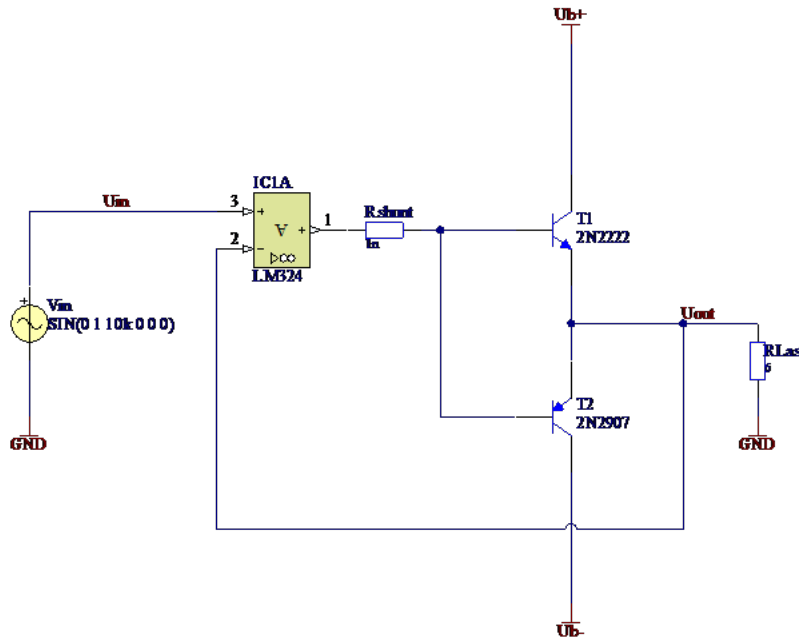


Abbildung 2.4.: Gegentaktendstufe mit Rückkopplung

Mittels Simulation kann nun erneut die Qualität überprüft werden. Es ist zu erkennen, dass die Amplitude erreicht wird. An den Nulldurchgängen sind jedoch noch Störungen zu sehen. Die Ursache dieser Störungen sind die Kennlinien der Transistoren. In [Abbildung 2.1](#) lässt sich erkennen, dass sich in der Nähe des Ursprunges ein Knick befindet. Erst ab einer  $U_{BE}$  größer von ca.  $0,7\text{ V}$  beginnt der Transistor zu leiten. Das bedeutet, dass Eingangssignale kleiner als diese minimal notwendige Basis- Emitterspannung nicht verstärkt werden.

Der OPV wirkt zwar auch den Übergabeverzerrungen entgegen, allerdings ist er stark abhängig von der Frequenz. Je schneller im Verhältnis zum Signal der OPV sein Ausgangssignal ändern kann, umso kleiner sind die Verzerrungen. Wie schnell der OPV seinen Ausgang ändern kann, hängt von der Slew-Rate mit der Einheit  $\frac{\text{V}}{\text{s}}$  ab.

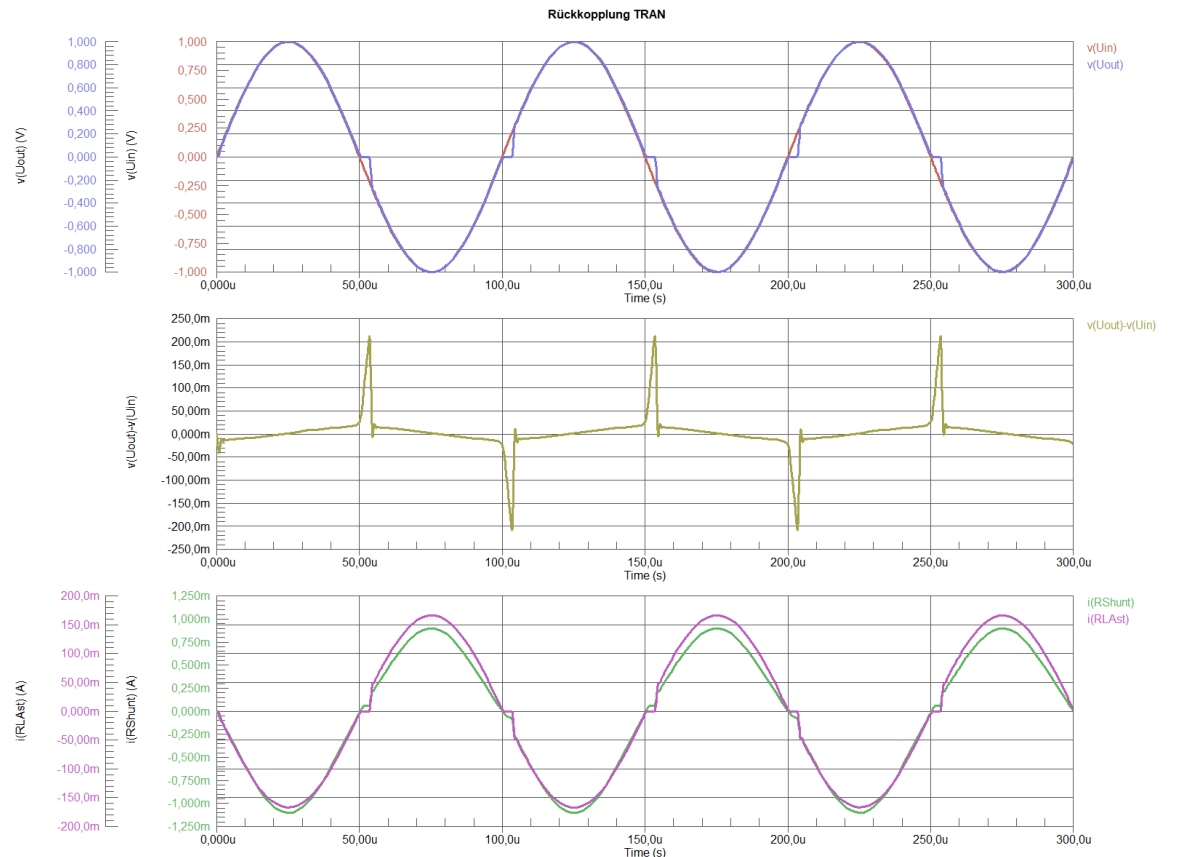


Abbildung 2.5.: Gegentaktendstufe mit Rückkopplung, Simulationsergebnisse

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{in}$ Frequenz	10 kHz	
$V_{in}$ Amplitude	1 V	
Simulierte Perioden	3	

## 2.3. Vorspannen

Um die Übergabeverzerrungen zu eliminieren wird die B-E Strecke vorgespannt. Das bedeutet eine Spannung anzulegen welche größer ist als die Schwellspannung der Basis- Emitter Strecke. Damit ist der Transistor bereits im leitenden Bereich und wird nur noch vom Eingangssignal weiter angesteuert.

Da durch das Vorspannen auch ein Kollektorstrom durch den Transistor fließt wenn am Eingang 0 V anliegen erhöhen sich die Verluste. Dieser Kollektorstrom wird auch als

Ruhestrom bezeichnet  $I_{C,Ruhe}$ . Um den Ruhestrom möglichst klein zu halten muss die Spannungsquelle an die Transistoren und deren Fertigungstoleranzen angepasst werden.

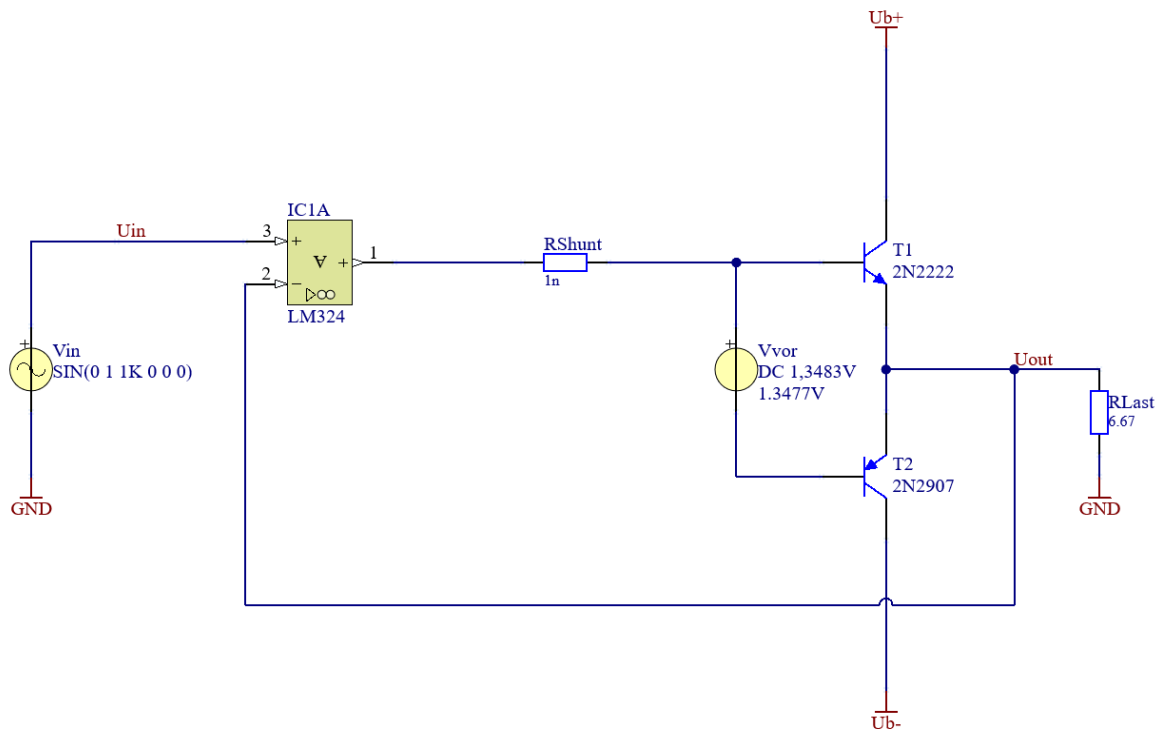
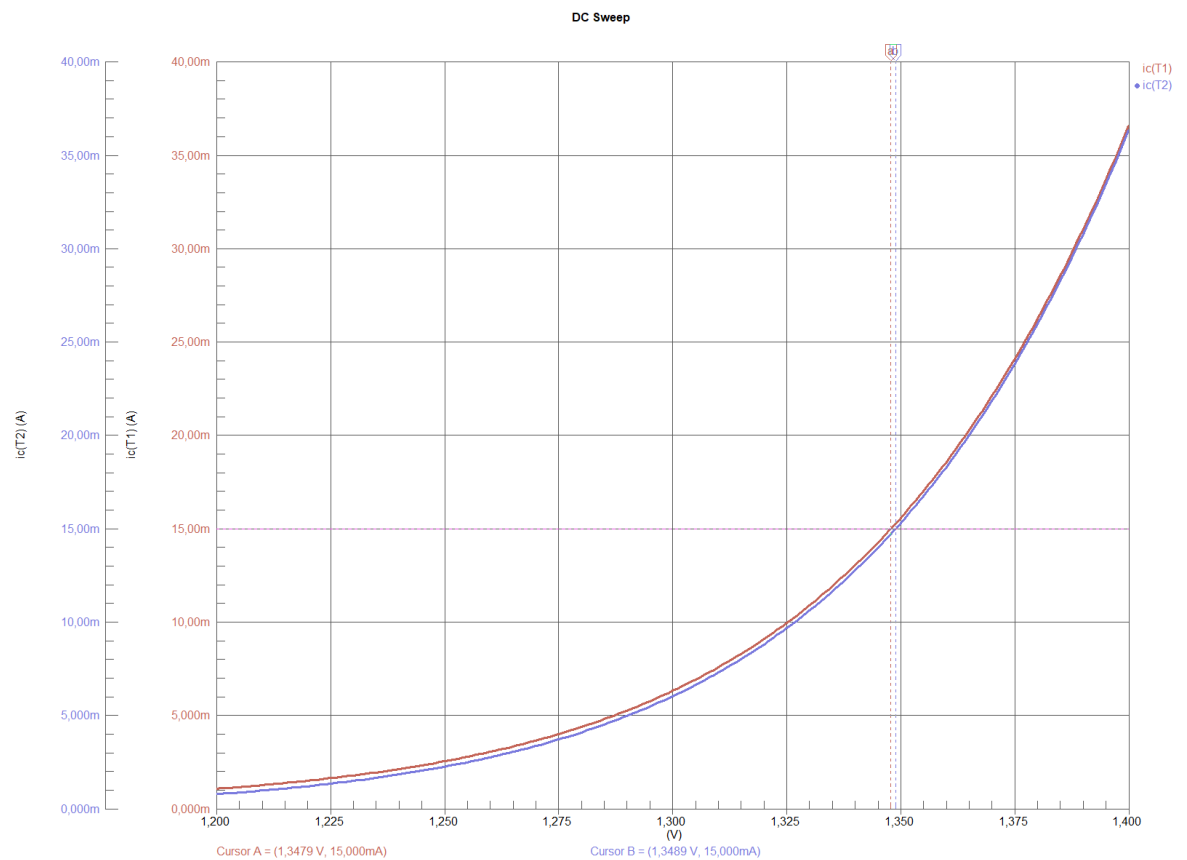


Abbildung 2.6.: Gegentaktendstufe mit vorgespannten Transistoren

Mittels DC-Sweep kann die Spannungsquelle auf einen gewünschten  $I_C$  eingestellt werden. Der  $I_C$  ist so zu wählen, dass der Arbeitspunkt außerhalb des nichtlinearen Bereichs der Transistorkennlinie liegt. Gleichzeitig soll er so klein als Möglich sein um die Verluste gering zu halten. Hier soll der  $I_C$  ein Zehntel des maximalen Laststromes betragen.



Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{vor} \text{ min}$	1,2 V	
$V_{vor} \text{ max}$	1,4 V	
$V_{vor} \text{ step size}$	1 mV	

Mit dem Cursor können die Ergebnisse exakt abgelesen werden.

Simulationsergebnis	Wert	Bemerkung
$V_{vor}$ bei $I_C = 15 \text{ mA}$ an T1	1,3479 V	
$V_{vor}$ bei $I_C = 15 \text{ mA}$ an T2	1,3489 V	

Da es sich um unterschiedliche Transistoren handelt, ist natürlich auch der Zusammenhang zwischen  $U_{BE}$  und  $I_C$  ein anderer. Da die Werte sehr nahe beieinander liegen kann ein gerundetes arithmetisches Mittel als Ergebnis für  $V_{Vor}$  verwendet werden.

Der Verstärker hat nun eine Qualität, welche das Verstärken von niederfrequenten Signalen in ausreichender Güte erlaubt, um Beispielsweise Musik zu verstärken. Dies ist am geringen Unterschied zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung zu erkennen.

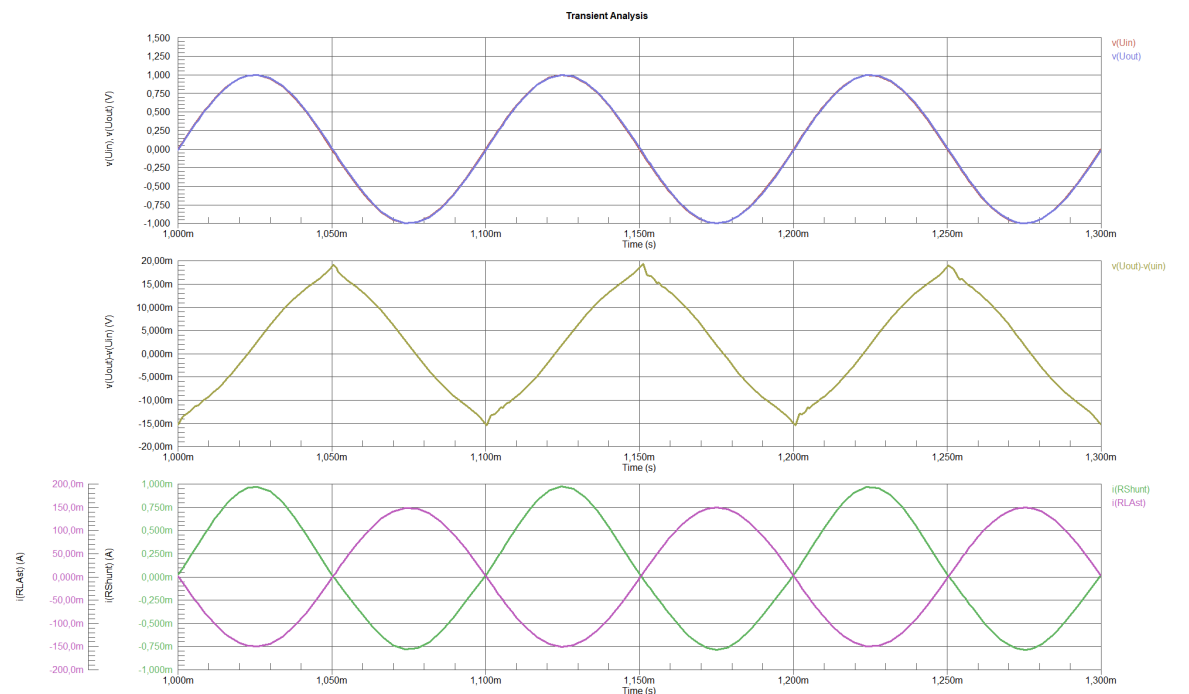


Abbildung 2.7.: Gegentaktendstufe mit vorgespannten Transistoren, Simulationsergebnisse

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{in}$ Frequenz	10 kHz	
$V_{in}$ Amplitude	1 V	
Simulierte Perioden	3	

#### **i** Hinweis

Welche anderen Darstellungen des Verhältnisses zwischen Ausgang und Eingang würden sich eignen um Nachzuweisen, dass die Verzerrung akzeptabel ist?

## 2.4. Reale Spannungsquelle

Ideale Spannungsquellen, wie oben eingezeichnet, existieren nicht. Daher muss die ideale Spannungsquelle mit einer realen Spannungsquelle ersetzt werden. Aus kostengründen muss

dies mit möglichst wenigen Bauteilen geschehen. Daher fällt ein Netzteil aus. Eine Schaltung mit nur drei Bauteilen die die Aufgabe erledigen kann ist ein sogenannter “ $U_{BE}$ -Vervielfacher” [2, pp. 301].

In Abbildung 2.12 wird die Schaltung gezeigt. Um die Schaltung zu dimensionieren kann der  $U_{BE}$ -Vervielfacher alleine betrachtet werden.  $U_{out}$  ist aus Kapitel 2.3 bekannt. Es müssen nun also die Widerstände  $R_{sq1}$  und  $R_{sq2}$  so dimensioniert werden.

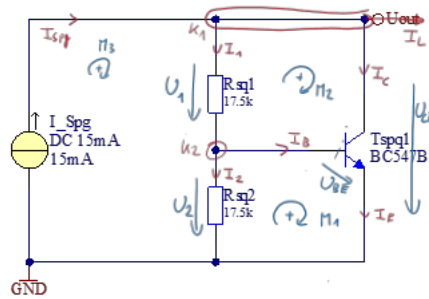


Abbildung 2.8.: Reale Spannungsquelle,  $U_{BE}$ -Vervielfacher

Der Ablauf ist wie folgt und gilt für alle Dimensionierungsaufgaben von Schaltungen.

#### 2.4.1. $U_{BE}$ -Vervielfacher berechnen.

Dabei wird die Schaltung analytisch, also mit Formeln berechnet.

Es soll wie bei der Dimensionierung der Emittterverstärkerschaltung klar gekennzeichnet werden woher die Formeln und Werte kommen.

Gesucht wird  $R_{sq1}$  und  $R_{sq2}$  so, dass  $U_{out}$  der gesuchten Vorspannung aus Kapitel 2.3 entspricht.

$$U_{out} = 1.35 \text{ V}$$

Der maximale Laststrom  $I_{Lmax}$  wurde in Kapitel 2.3 bestimmt.

$$I_{Lmax} = 500 \text{ uA}$$

Die Berechnung von Transistorschaltungen erfolgt immer mit gewissen Annahmen. Eine exaktere, und damit kompliziertere, Berechnung ist nicht sinnvoll, da die Bauteiltoleranzen und Temperatureinflüsse groß sind. Folgende *Faustregeln* gelten für die Berechnung:

$$I_1 = I_2 + I_B \quad (2.1)$$

$$I_B = \frac{I_C}{100} \quad (2.2)$$

$$I_{Spq} = 20I_{Lmax} \quad (2.3)$$

$$I_{Spq} = 10 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 700 \text{ mV}$$

Mit Maschengleichung 1  $M_1$  erhält man den Zusammenhang zwischen  $U_1$  und  $U_{BE}$ .

$$0 = -U_2 + U_{BE} \quad (2.4)$$

$$U_2 = U_{BE} \quad (2.5)$$

$$U_2 = 700 \text{ mV}$$

Mit Maschengleichung 2  $M_2$  lässt sich  $U_1$  berechnen.

$$0 = U_1 + U_2 - U_{out} \quad (2.6)$$

$$U_1 = -U_2 + U_{out} \quad (2.7)$$

$$U_1 = 650 \text{ mV}$$

$I_1$  kann aus dem Knoten 2 berechnet werden indem Gleichung [2.10](#) eingesetzt wird.

$$0 = I_1 - I_2 - I_B \quad (2.8)$$

$$I_1 = I_2 + I_B \quad (2.9)$$

$$I_2 = 10I_B \quad (2.10)$$

$$I_1 = 11I_B \quad (2.11)$$

Wird nun noch Gleichung 2.16 in Gleichung 2.11 eingesetzt erhält man eine Gleich für  $I_1$  in Abhängigkeit von  $I_C$ .

$$I_1 = \frac{11I_C}{100} \quad (2.12)$$

Über den Knoten 1 wird der Zusammenhang zwischen den Strömen dargestellt. Für  $I_L$  muss der maximale Laststrom eingesetzt werden. Dieser kann aus einer Transientensimulation in Kapitel 2.3 ermittelt werden. Der Strom  $I_{spg}$  kann mit der Faustregel Gleichung 2.3 bestimmt werden. Werden diese Informationen und Gleichung 2.17 in Knoten 1 Gleichung 2.13 eingesetzt, kann durch umformen,  $I_c$  berechnet werden.

$$0 = -I_1 - I_C - I_L + I_{Spq} \quad (2.13)$$

$$0 = -\frac{11I_C}{100} + 19I_{Lmax} \quad (2.14)$$

$$I_C = \frac{1900I_{Lmax}}{111} \quad (2.15)$$

$$I_C = 8.56 \text{ mA}$$

Durch einsetzen der Zahlenwerte können nun  $R_{sq1}$  und  $R_{sq2}$  berechnet werden.

$$I_B = \frac{I_C}{100} \quad (2.16)$$

$$I_B = 85.6 \text{ uA}$$

$$I_1 = 11I_B \quad (2.17)$$

$$I_1 = 941 \text{ uA}$$

$$R_{sq1} = \frac{U_1}{I_1} \quad (2.18)$$



$$R_{sq1} = 690$$

$$I_2 = 10I_B \quad (2.19)$$

$$I_2 = 856 \text{ uA}$$

$$R_{sq2} = \frac{U_2}{I_2} \quad (2.20)$$

$$R_{sq2} = 818$$

#### **i** Hinweis

Wird der Spannungsteiler aus  $R_{sq1}$  und  $R_{sq2}$  als unbelastet betrachtet, indem sichergestellt wird, dass  $I_1 \gg I_B$  ist, vereinfacht sich die Berechnung erheblich. Allerdings sind damit auch höhere Ruhestrome und damit Verluste verbunden.

### **2.4.2. Überprüfen und einstellen mittels Simulation**

Nun wird mittels Simulation die Berechnung überprüft und die Schaltung exakt eingestellt. Zur Überprüfung wird eine “OP” Simulation verwendet. Um die Schaltung einzustellen kann eine “DC-Sweep” Simulation, wie dies zum Beispiel in Kapitel 2.3 zur Bestimmung der korrekten Vorspannung gemacht wurde, verwendet werden.

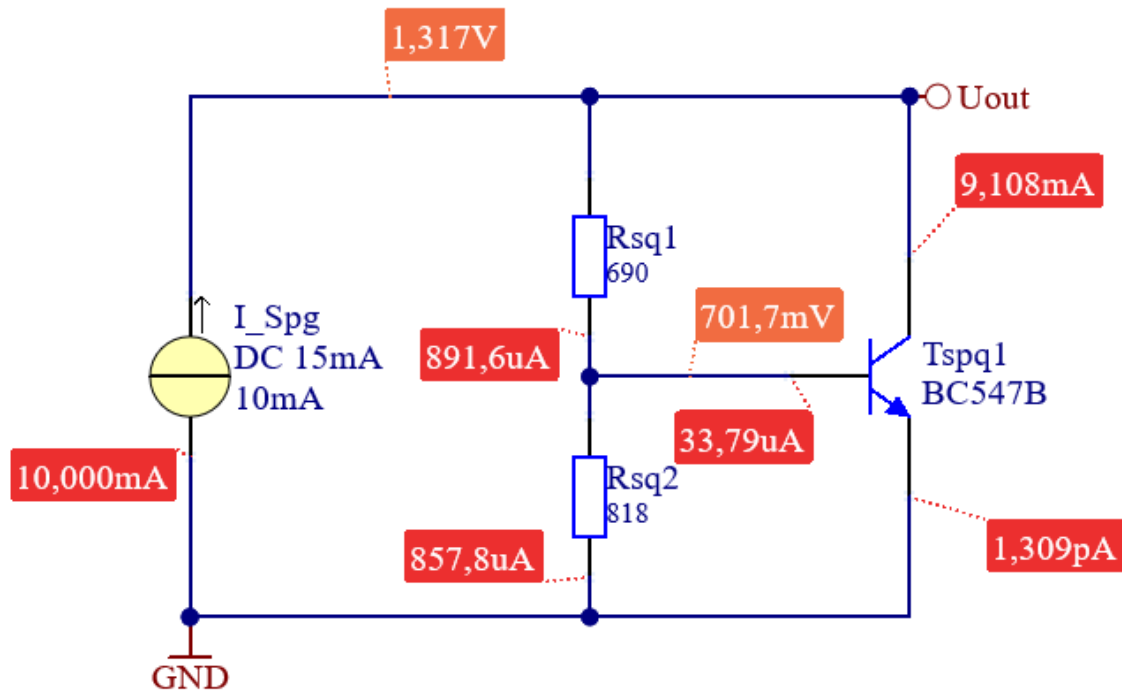


Abbildung 2.9.: Reale Spannungsquelle, Simulation 1

Werden die oben berechneten Werte mittels Simulation überprüft, erhält man eine gute Übereinstimmung für  $U_{out}$ . Um eine noch Bessere Übereinstimmung zu erzielen können die Widerstände mittels DC-Sweep eingestellt werden. Dazu wird  $R_{sq1}$  laut Berechnung gewählt und Widerstand  $R_{sq2}$  “gesweept”. Ziel ist es Den Widerstandswert  $R_{sq2}$  so zu bestimmen, dass  $U_{out}$  den notwendigen Wert der Vorspannung hat, welcher in Kapitel 2.3 mittels “DC-Sweep” ermittelt wurde  $U_{out} = 1.35 \text{ V}$ .

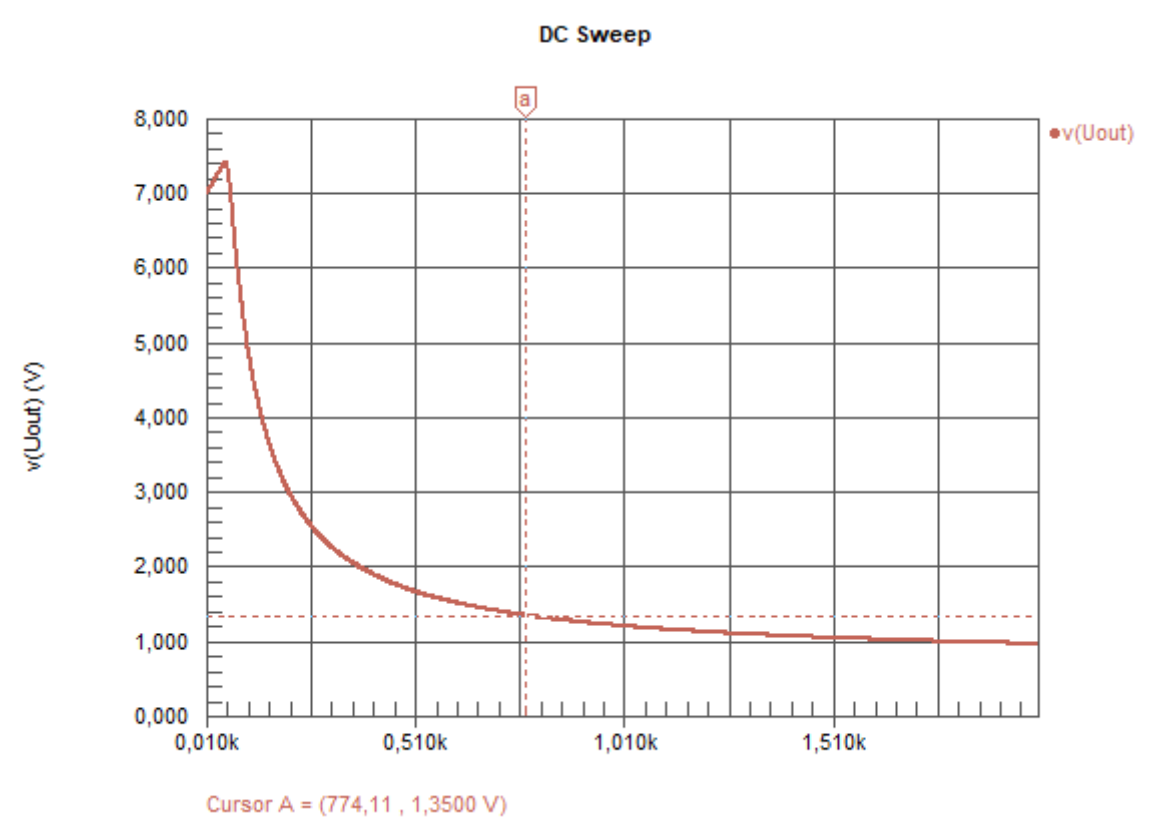


Abbildung 2.10.: Reale Spannungsquelle, DC-Sweep

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
Rsq2 Sweep Bereich	1 Ohm bis 20 kOhm in 100 Ohm Schritten	

Simulationsergebnis	Wert	Bemerkung
$R_{sq2}$ bei $U_{out} = 1,35 \text{ V}$	$R_{sq2} = 774,11 \text{ } \Omega$	

Eine neuerliche Simulation bestätigt das Ergebnis.

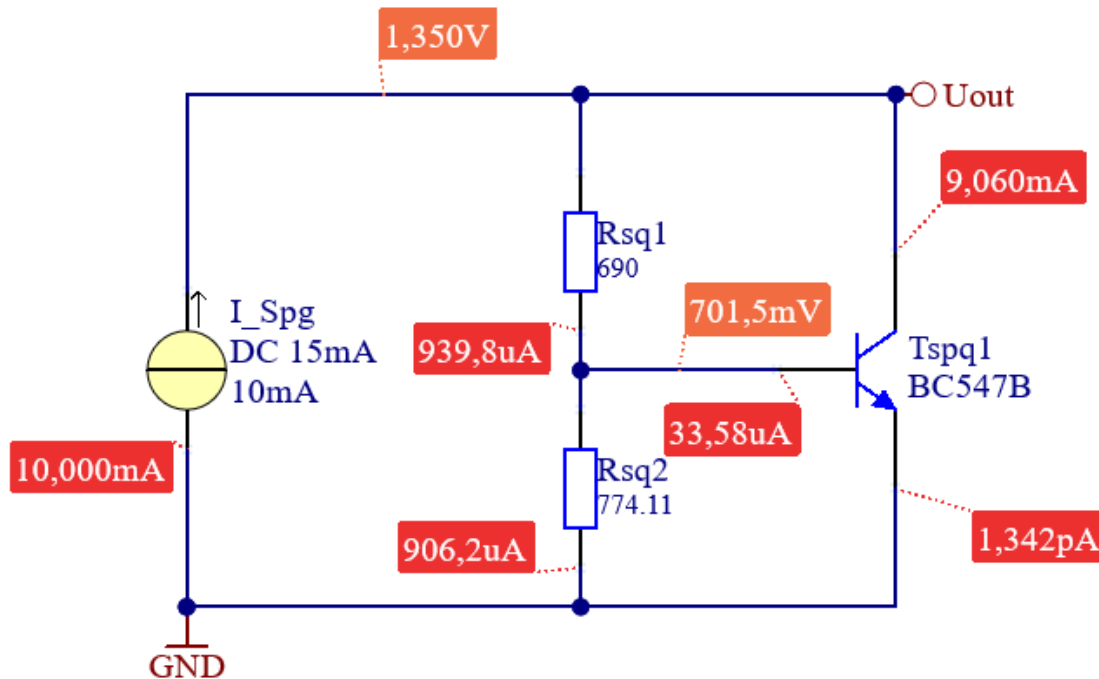


Abbildung 2.11.: Reale Spannungsquelle, Simulation 2

### 2.4.3. Aufbau

Ist aus dem Schaltungsaufbau zu erwarten, dass Bauteiltoleranzen und Umgebungsbedingungen (z.B. Temperatur) eine Rolle spielen, müssen Potentiometer in der realen Schaltung vorgesehen werden um die diese Effekte zu kompensieren. Beim  $U_{BE}$ -Vervielfacher würde  $R_{sq2}$  als Trimpotentiometer ausgeführt werden. Weiters ist zu beachten, dass für einen realen Aufbau Widerstandswerte aus den E-Reihen zu wählen sind!

### 2.4.4. Reale Spannungsquelle in der Schaltung

Der zuvor dimensionierte  $U_{BE}$ -Vervielfacher kann nun in die Schaltung eingebaut werden.

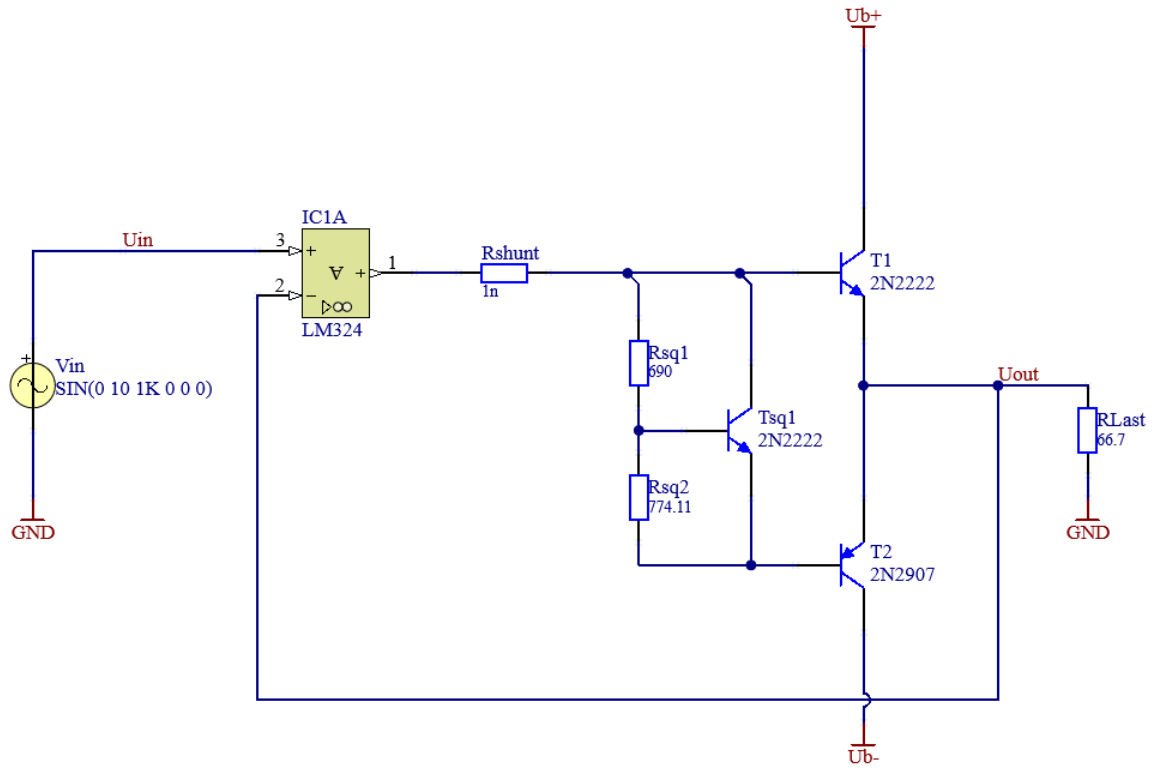


Abbildung 2.12.: Gegentaktendstufe mit realer Vorspannungsquelle

Es gilt aufs neue die Qualität zu überprüfen. Dabei werden die selben Parameter wie in Kapitel 2.3 zur Beurteilung heran gezogen. Zuerst wird wieder eine Operating Point Analyse (OP) durchgeführt um den Arbeitspunkt zu kontrollieren, Abbildung 2.13. Bereits hier ist zu erkennen, dass die gewünschte Vorspannung nicht erreicht wird.

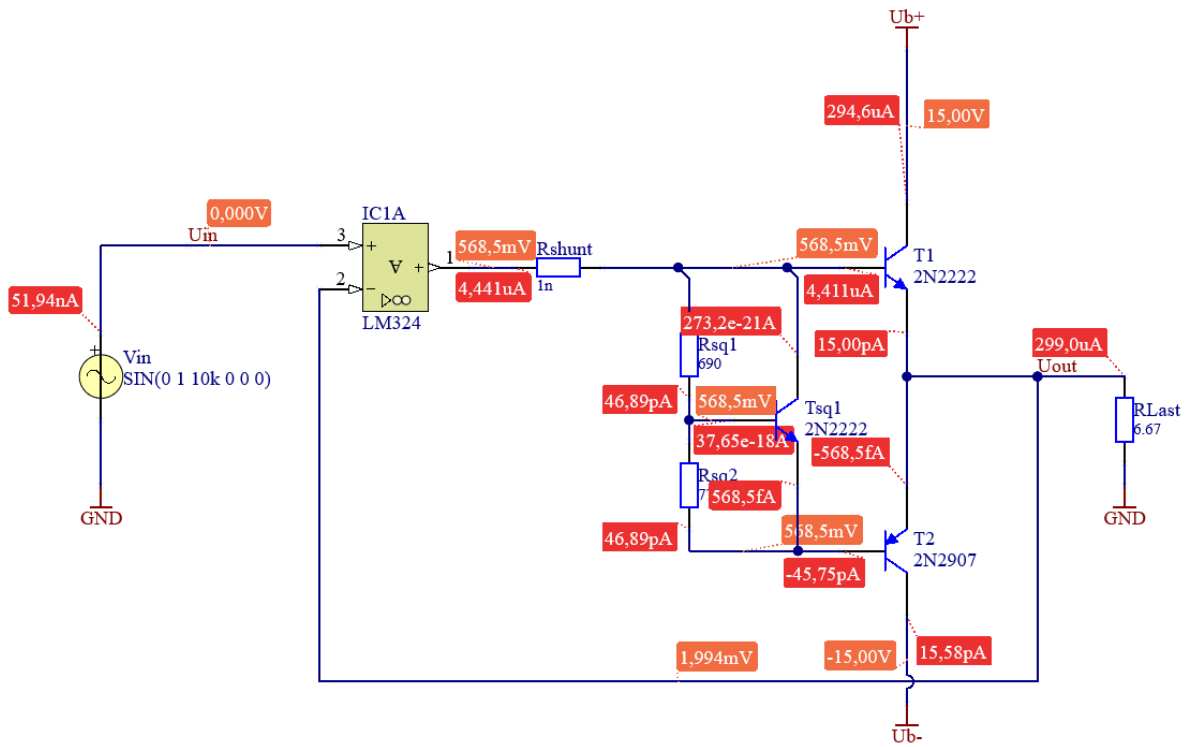


Abbildung 2.13.: Gegentaktendstufe mit realer Vorspannungsquelle, Simulation 1

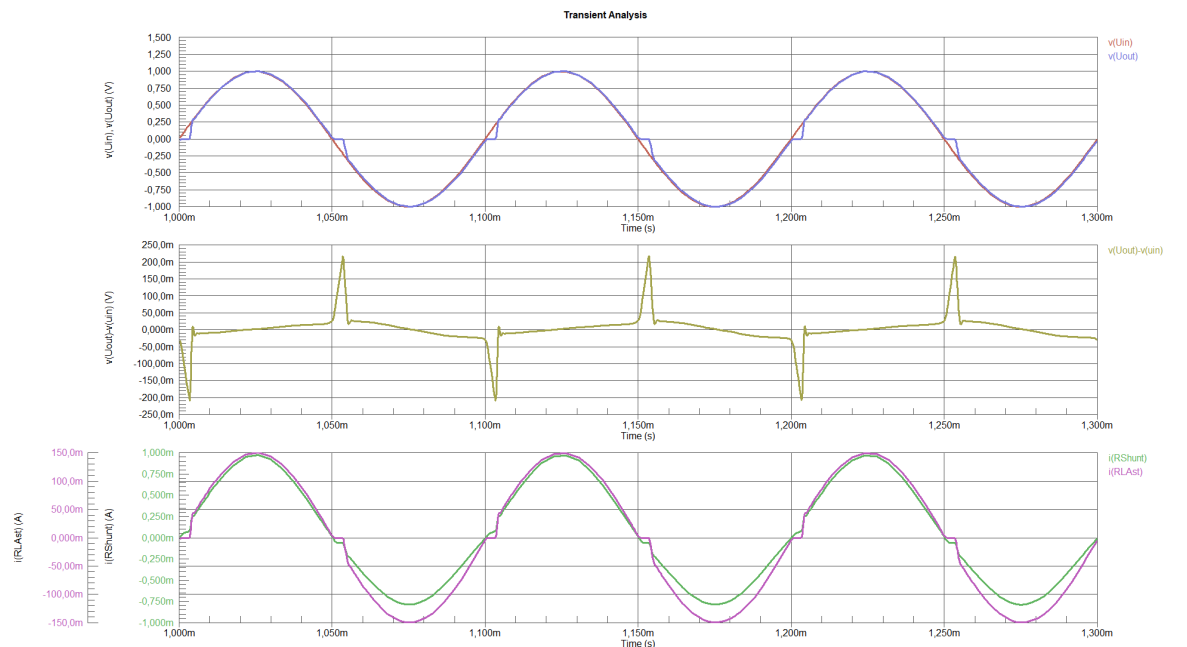


Abbildung 2.14.: Gegentaktendstufe mit realer Vorspannungsquelle, Transienten Simulation

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{in}$ Frequenz	10 kHz	
$V_{in}$ Amplitude	1 V	
Simulierte Perioden	3	

In der Simulation über die Zeit, der Transientensimulation, sind auch eindeutig die Übergabeverzerrungen zu sehen. DER Grund dafür liegt in der fehlenden Stromversorgung der Spannungsquelle.

#### **i** Hinweis

Welche noch Kostengünstigere Variante zur Realisierung der Vorspannung mit Dioden gibt es? Welchen Nachteile hat diese Lösung? Warum wird nicht einfach eine Stromquelle mit einem Widerstand zur Vorspannung genutzt?

## 2.5. Stromversorgung

Wie in Kapitel 2.4.4 Simulationsergebnis Abbildung 2.13 und Abbildung 2.14 sichtbar ist, fehlt für die reale Vorspannungsquelle noch die Stromversorgung.

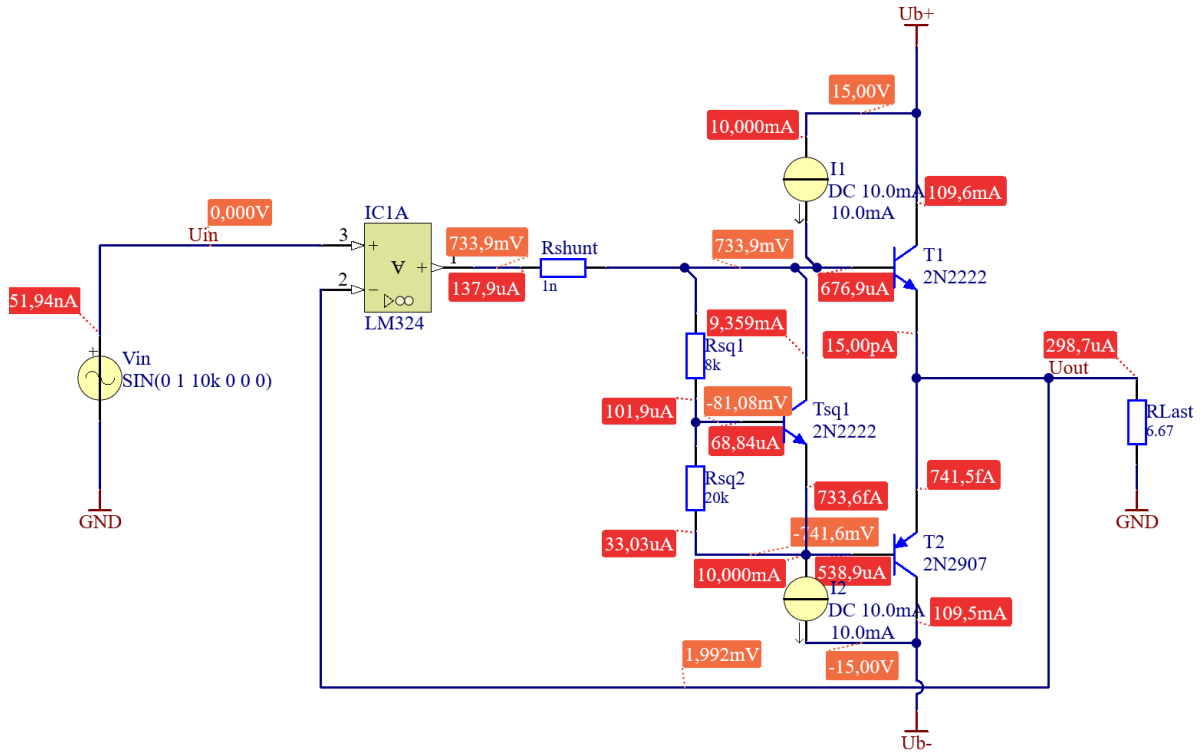


Abbildung 2.15.: Gegentaktendstufe mit Stromversorgung, Simulation 1

Mittels Arbeitspunktsimulation ist zu sehen, dass die Vorspannung durch, den einbau der Stromquellen erreicht wird. Die Höhe des Stromes richtet sich nach der Dimensionierung von  $I_{spqg}$  in Kapitel 2.4.1.



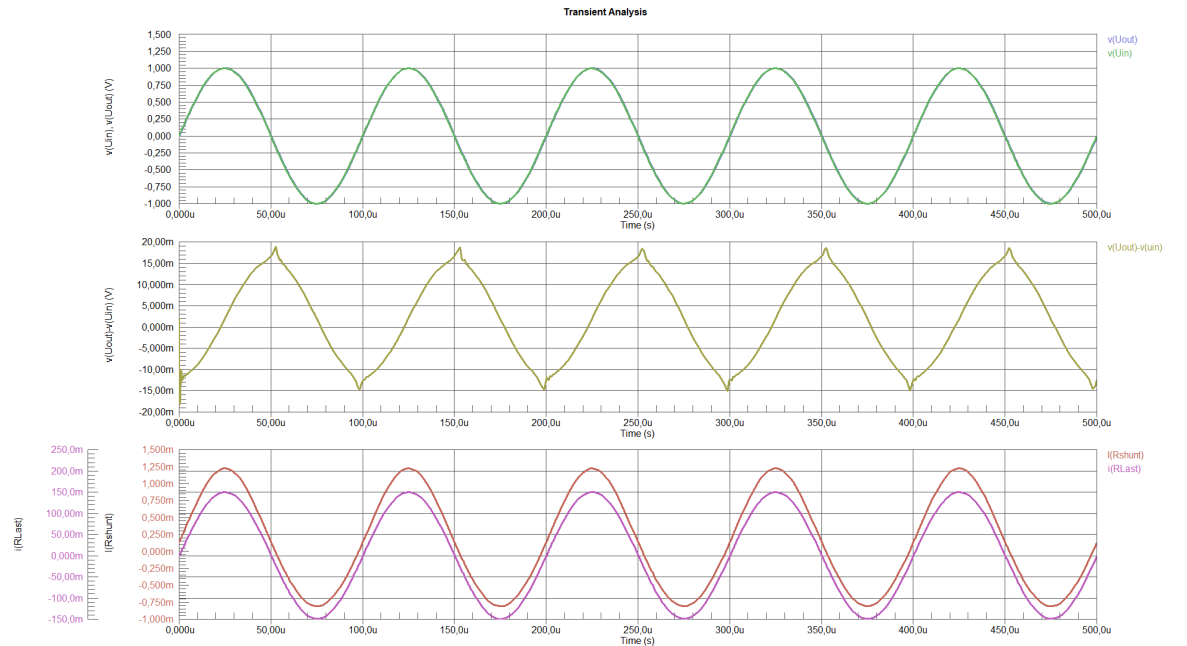


Abbildung 2.16.: Gegentaktendstufe mit Stromversorgung, Transienten Simulation

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{in}$ Frequenz	10 kHz	
$V_{in}$ Amplitude	1 V	
Simulierte Perioden	5	

Die Verzerrungen sind wieder auf dem Niveau aus Kapitel 2.3 und damit akzeptabel. Nun müssen nur noch die idealen Stromquellen mit realen ersetzt werden.

## 2.6. Reale Stromquelle

Als geeignete Stromquellen bietet sich der sogenannte Stromspiegel an. Dieser kann wieder Analytisch berechnet werden nach [2, pp. 157] oder mittels DC-Sweeps des Widerstandes bestimmt werden. Zur Simulation eignen sich als Last Spannungsgesteuerte Spannungsquellen.

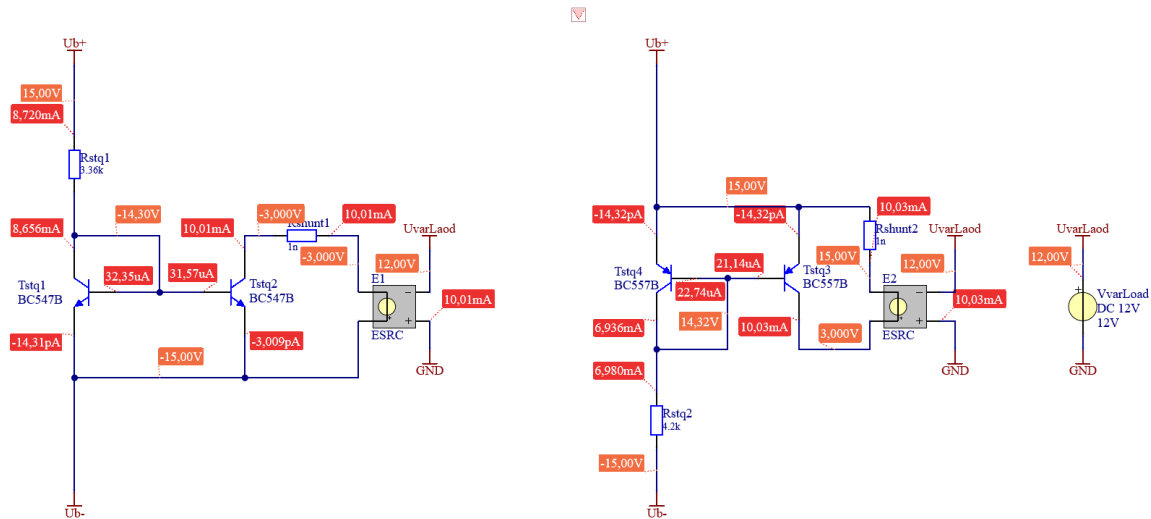


Abbildung 2.17.: Gegentaktendstufe mit realen Stromquellen, Simulation 1

Die Stabilität der Stromquelle kann ermittelt werden indem die Lastspannung “gesweept” wird. Dabei soll der Verlauf des Stromes möglichst horizontal, konstant, sein.

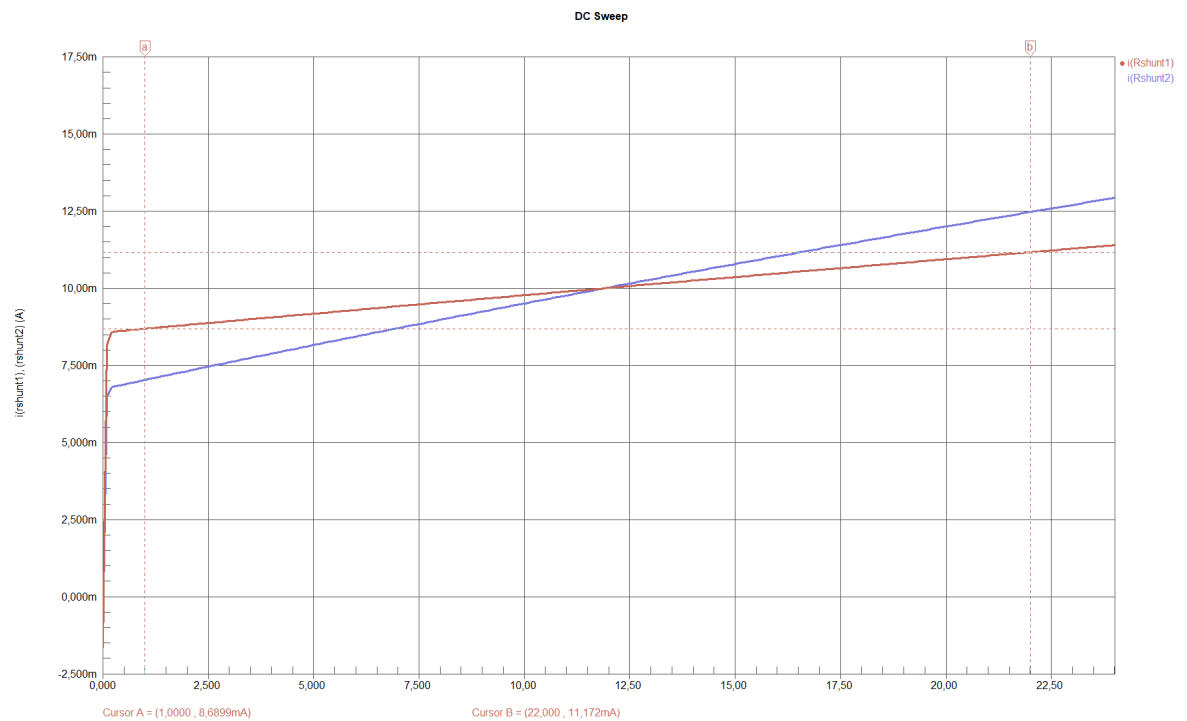


Abbildung 2.18.: Gegentaktendstufe mit realen Stromquellen, DC Sweep

Nachdem die ausreichende Stabilität gezeigt wurde können die Stromquellen eingebaut werden und die gesamte Schaltung auf ihre Qualität überprüft werden.

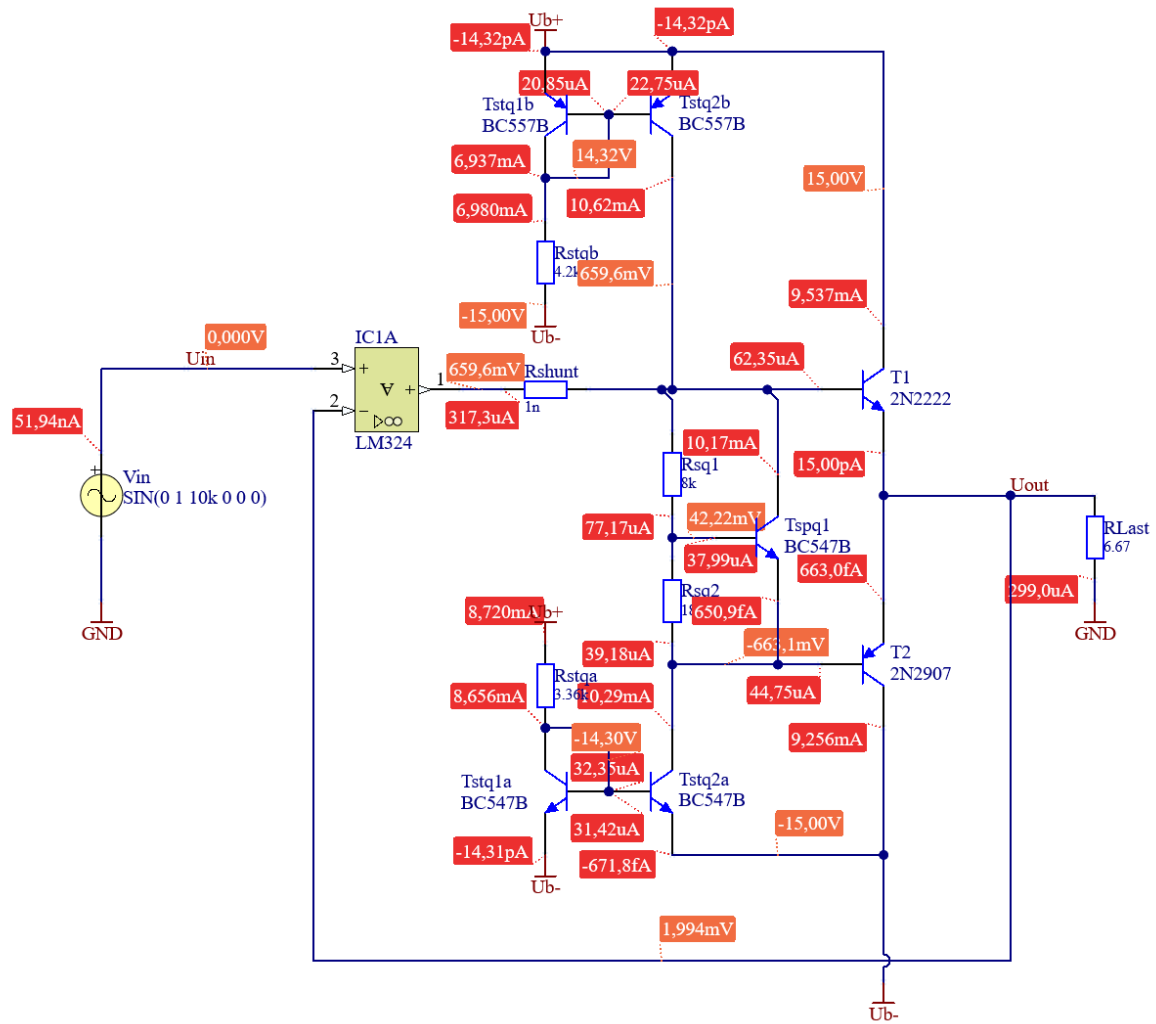


Abbildung 2.19.: Gegentaktendstufe mit realen Stromquellen, Arbeitspunktanalyse

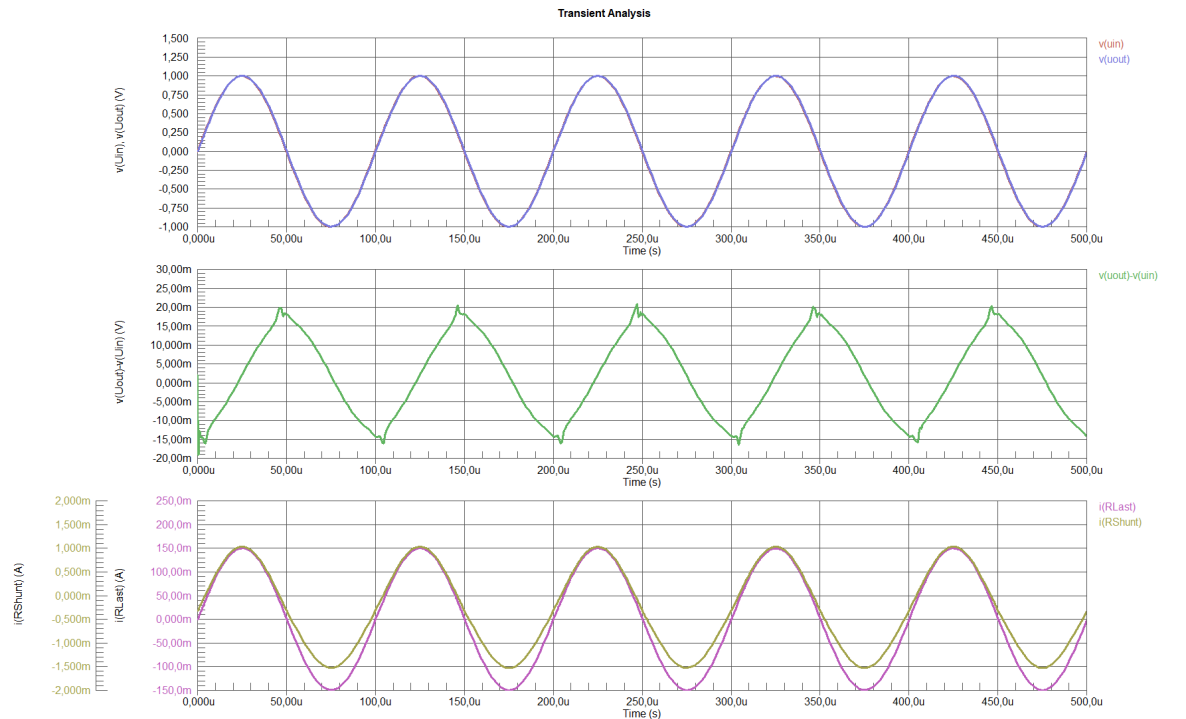


Abbildung 2.20.: Gegentaktendstufe mit realen Stromquellen, Transienten Analyse

Simulationsparameter	Wert	Bemerkung
$V_{in}$ Frequenz	10 kHz	
$V_{in}$ Amplitude	1 V	
Simulierte Perioden	5	

Vergleicht man nun Ergebnis Abbildung 2.7, bei welchem die Vorspannung ideal ausgeführt wurde und das Ergebnis Abbildung 2.20 mit realen, und damit tatsächlich fertigbar, Quellen ist die Qualitätsunterschied zu vernachlässigen. Das Schaltung gilt damit als fertig dimensioniert. Natürlich kann die Schaltung erweitert, adaptiert und verbessert werden. Siehe dazu Kapitel 2.8.

## 2.7. Praktische Herangehensweise

- welche Last muss versorgt werden.
- welche Lastströme sind gewünscht.
- Auswahl passender Transistoren in Bezug auf die maximale Werte.

- Definition der Qualitätsparameter, z.B. Differenz der ein und Ausgangsspannungen, Oberwellen Anteile, ...

## 2.8. Abwandlungen und Erweiterungen

Wie könnte eine Strombegrenzung, Kurzschlussicherheit, umgesetzt werden?

Wie könnte die Rückkopplung die hier mit einem OPV umgesetzt wurde noch realisiert werden?

Wie könnte die Vorspannung mit Dioden umgesetzt werden?

Wie könnte die Leistung weiter erhöht werden?

## 3. H-Brücke

Der Markt für DC-Motoren belief sich im Jahr 2022 auf ca. 20,1 Milliarden US-Dollar und es wurde erwartet, dass sich das Volumen bis 2031 auf 49,3 Milliarden erhöht [3]. Jeder dieser Motoren braucht eine mehr oder weniger komplizierte Ansteuerung. Eine mögliche Ansteuerung soll hier gezeigt werden.

### Ziel

Es soll eine Schaltung entworfen werden welche es erlaubt, einen DC-Motor in folgenden Betriebsarten zu betreiben:

- Linkslauf
- Rechtslauf
- Bremsen

Bei den ersten beiden Punkten soll es Möglich sein, die Drehzahl mittels *Puls-Weiten-Modulation* (PWM) zu ändern.

### Lernziele

- Strukturiertes aufbereiten einer Aufgabenstellung
- Auslegung von digitalen Schaltungen
- Plausibilität und Qualitätsbeurteilung mittels Simulation
- Hierarchisches Design in Schaltplänen
- Strukturiertes, zeitoptimiertes Dokumentieren der Arbeit

### 3.1. Beschreibung der H-Brücke

Im einfachsten Fall wird die Stromversorgung, welche eine entsprechende Leistung hat, mit einem Schalter eingeschaltet und der Motor dreht sich. Um einen Motor drehzahlgesteuert zu betreiben, bedarf es ein Steuersignal und der entsprechenden Leistung für den Motor. In den meisten Fällen ist es so, dass das Steuersignal selbst nicht ausreichend Leistung hat, da es aus

einem Mikrocontroller kommt.

Mit Schaltung Abbildung 1.1 kann ein Motor Drehzahlgesteuert betrieben werden. Der MOSFET verstärkt dabei die Leistung des Steuersignales. Die Leistung wird von der Quelle  $U_q$  zur Verfügung gestellt. Allerdings lässt sich dabei die Drehrichtung nicht ändern.

Um die oben geforderten Betriebszustände zu erreichen, bedarf es der H-Brücke, auch Vier-Quadranten-Steller genannt, in Abbildung 3.1. Die punktiert umrandete Schaltung ist dabei das Ersatzschaltbild eines DC-Motors.

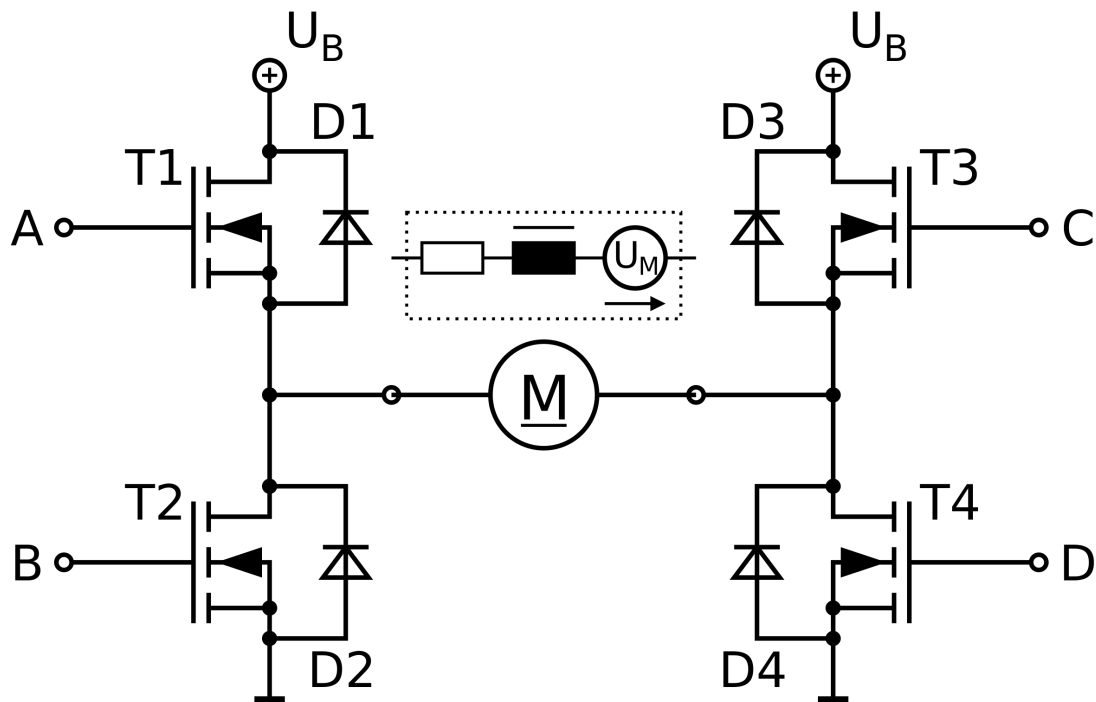


Abbildung 3.1.: H-Brücke [4]

### 3.1.1. Funktionsweise

Für die Erklärung der Funktionsweise werden die MOSFET's durch gedachte Schalter ersetzt. Dies ist Zulässig, da der MOSFET als Schalter betrieben werden kann. Siehe dazu Kapitel 1.1.

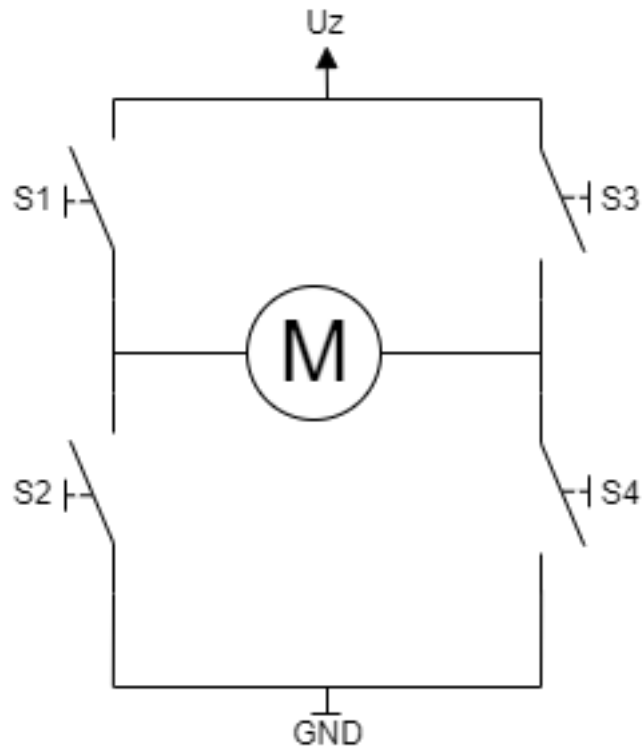


Abbildung 3.2.: Ersatzschaltbild H-Brücke mit Schaltern

$S_1, S_2, S_3$  und  $S_4$  stellen dabei Potentiale dar. Zur Erinnerung, ein MOSFET schaltet wenn die Spannung zwischen Gate und Source,  $U_{GS}$ , die Threshold-Spannung  $U_{GS,Threshold}$  überschreitet. In Bild [Abbildung 3.2](#) sind alle Schalter offen. Da es sich um N-Kanal Selbstsperrende MOSFET handelt müssen, für diesen Zustand, alle Potentiale,  $S_1$  bis  $S_4$ , 0 V sein.

Der Trick ist, den Stromfluss durch den Motor für Rechtslauf und Linkslauf umzukehren. Dies gelingt wie folgt.



### 3.1.1.1. Linkslauf

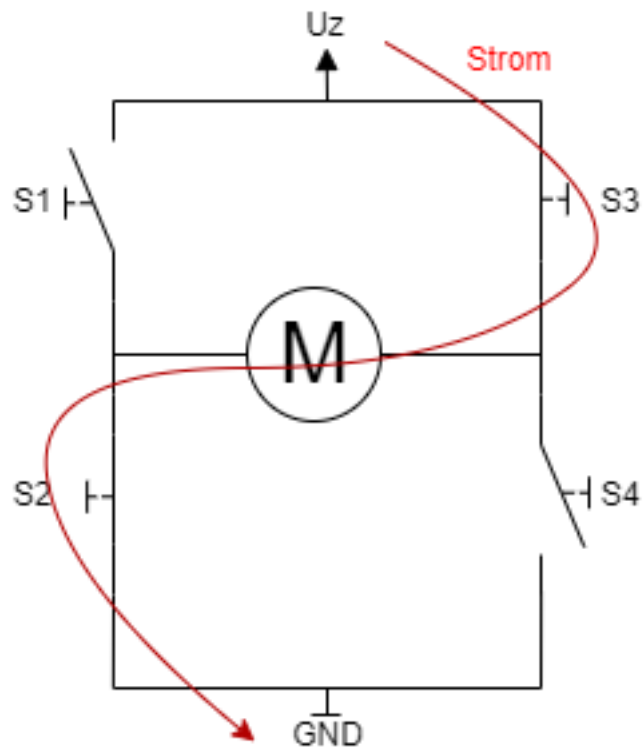


Abbildung 3.3.: Ersatzschaltbild H-Brücke mit Schaltern, Linkslauf

Potential  $S_2$  und  $S_3$  müssen auf HIGH sein. Potential  $S_1$  und  $S_4$  müssen auf LOW sein.

### 3.1.1.2. Rechtslauf

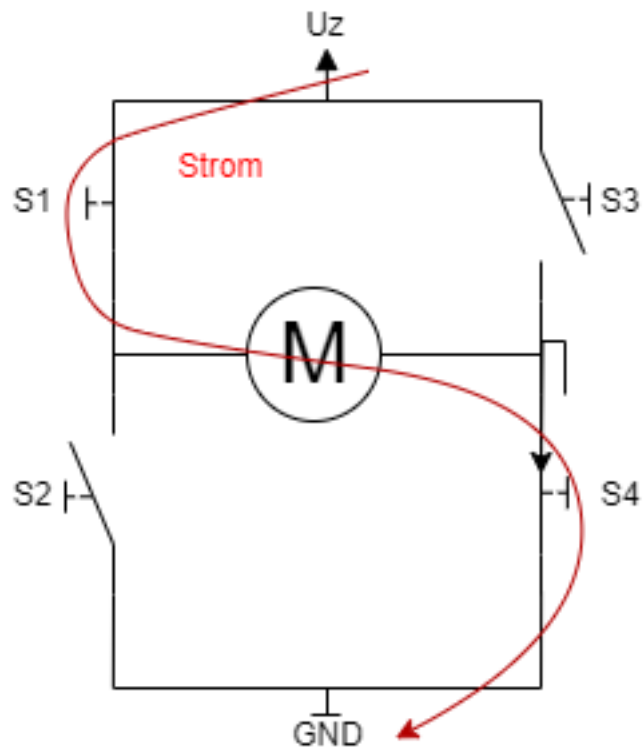


Abbildung 3.4.: Ersatzschaltbild H-Brücke mit Schaltern, Rechtslauf

Potential  $S_1$  und  $S_4$  müssen auf HIGH sein. Potential  $S_2$  und  $S_3$  müssen auf LOW sein.

### 3.1.1.3. Bremsen

Um den Motor zu bremsen muss er Kurzgeschlossen werden. Daraus ergibt sich, dass Potential  $S_3$  und  $S_4$  auf LOW sind und Potential  $S_1$  und  $S_2$  auf HIGH sind.

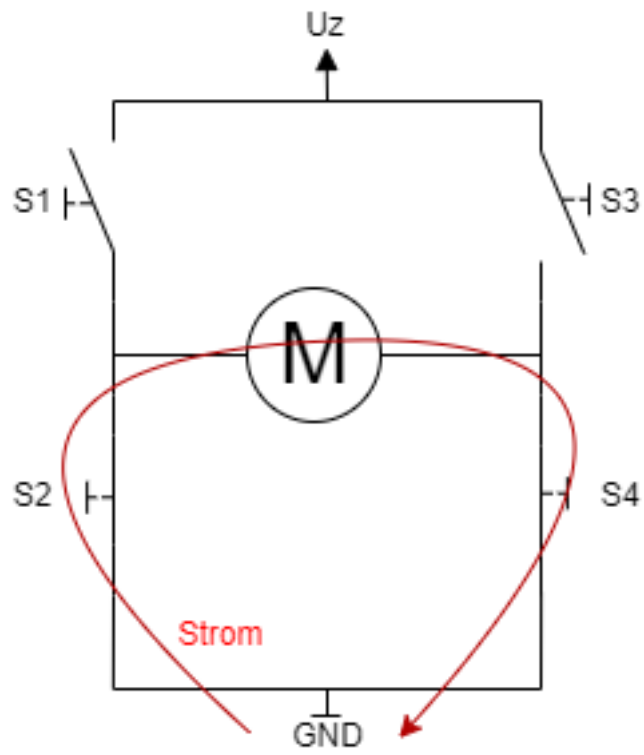


Abbildung 3.5.: Ersatzschaltbild H-Brücke mit Schaltern, Bremsen

## References

1. Biezl V Bipolartransistor Kennlinienfeld. <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=7329334>. Accessed 19 Nov 2023
2. E. Böhmer WO D. Ehrhardt (2018) Elemente der angewandten Elektronik. Springer Verlag, Wiesbaden
3. Transparency Market Reserach Inc DC Motors Market. <https://www.transparencymarketresearch.com/dc-motors-market.html>. Accessed 13 Dez 2023
4. Biezl V Vierquadrantensteller steuert Gleichstrommotor. <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=4792919>. Accessed 13 Dez 2023