

Hochschule für Angewandte
Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelor-Thesis
Zur Erlangung des akademischen Grades B.Sc.

Realisierung einer Kompressorschaltung für Bassgitarreneffekte und Vergleich zwischen röhren- und transistorbasierten Lösungen

vorgelegt von

Irfan Rahadian Nugraha
Matrikelnummer: XXXXXXXXXX
Studiengang: Medientechnik

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Jan Mietzner
Zweitprüfer: Dipl.-Ing. Reinhard Breuer

Hamburg, 04. Februar 2018

Inhaltsverzeichnis:

Section 1	EINLEITUNG	5
1.1.	Motivation.....	5
1.2.	Aufgabenstellung & Ziesetzung der Arbeit.....	5
Section 2	TECHNISCHE GRUNDLAGEN.....	7
2.1.	Kompressor	7
2.2.	Transistoren.....	10
2.3.	Röhrentechnik.....	13
2.3.1	Röhrendiode.....	13
2.3.2	Röhrenpentode	15
2.3.3	Heizungsvarianten einer Röhre.....	16
2.4.	Feldeffekttransistoren	17
2.5.	Operationsverstärker.....	19
2.5.1	Nichtinvertierender Verstärker.....	21
2.6.	Transkonduktanzverstärker	22
Section 3	AUFBAU UND UMSETZUNG DER ELEMENTE DES KOMPRESSORS.....	25
3.1.	Transistorbasierter Kompressor.....	25
3.1.1	Selbstversuch für Entwurf eines Kompressors	25
3.1.2	Aufbau eines Kompressorbausatzes	28
3.1.3	Vermessung und Signalbeispiele.....	31
3.2.	Vermessung der Röhre EF95.....	35
3.2.1	Arbeitspunkt der Gitterspannung.....	36
3.3.	Röhrenbasierter Kompressor	39
3.3.1	Blockschaltbild	39
3.3.2	Funktionsblock Amplitudenmodulation.....	41
3.3.3	Funktionsblock Steuerspannung.....	44
3.3.4	Funktionsblock Schwellspannung	46
3.3.5	Schaltspannungsregler	49
3.3.6	Gesamtschaltung des Röhrenkompressors	52

3.3.7 Vermessung und Signalbeispiele.....	54
Section 4 TECHNISCHER VERGLEICH.....	60
4.1. Amplitudenmodulation.....	60
4.2. Versorgungsspannungen	61
4.3. Attack und Release	62
Section 5 FAZIT	63
Anhang	65
A.1 EF95 Datenblatt.....	65
A.2 TL074 Datenblatt	67
A.3 ICL7660 Datenblatt	69
A.4 LM13700 Datenblatt.....	72
A.5 Musikding Kompressorbausatz „Engineer’s Thumb“	74
Abbildungsverzeichnis.....	76
Literaturverzeichnis.....	78

Zusammenfassung

Kompressorschaltungen werden in der Musikindustrie bzw. auf Live-Konzerten häufig eingesetzt, um Dynamiken zu reduzieren und somit die komprimierten Instrumente lauter und druckvoller klingen zu lassen.

Im Rahmen dieser Arbeit soll, basierend auf einer gegebenen Transistorschaltung, eine Kompressorschaltung für ein mobiles Bassgitarreneffektgerät in traditioneller Röhrentechnik realisiert werden, da professionelle Musiker in der Regel auf die Röhrentechnik und seinen besonderen Klang der Obertöne und Verzerrungen schwören. In der Arbeit soll daher zunächst die gegebene Transistorschaltung vermessen werden. Basierend darauf soll dann eine geeignete Schaltung in der Röhrentechnik erstellt und am Ende mit der Transistorvariante messtechnisch verglichen werden.

Section 1 **EINLEITUNG**

1.1. Motivation

Der Studiengang Medientechnik bietet viele Einblicke in verschiedenste medientechnische Geräte und hilft diese mit Fächern wie Elektrotechnik und Nachrichtentechnik besser zu verstehen. Im Laufe des Studiums stellt man fest, dass viele Projekte sehr stark auf der Produktionsebene (Film, Fernseher, Theater) stattgefunden haben. Elektrotechnik und Nachrichtentechnik wurden sehr theoretisch behandelt wenig in der Praxis angewandt. Technische Geräte wie Mikrofone, Mischpulte und Kameras wurden sehr oberflächlich untersucht, und somit fehlte das Wissen, solche Geräte zu designen und zu entwerfen. Aus der Erkenntnis entstand die Motivation, diese Praxis nachzuholen und ein technisches Gerät mithilfe von gelerntem elektro- und nachrichtentechnische Fachwissen selber anzufertigen.

Es gab viele Möglichkeiten, welches Gerät für diese Bachelorarbeit in Frage käme. Durch die Affinität und Begeisterung zur Musik und Audioverarbeitung sollte das Gerät tontechnische Zwecke erfüllen. Das Spektrum ist breit gefächert von Verstärkern, Signalverarbeitung bis hin zu Endstufen. Nach langer Diskussion kam das Kriterium auf, ein Gerät zu entwerfen, von welchem man selber profitiert und es im Idealfall für den Eigengebrauch verwenden kann. Die Entscheidung fiel letztendlich auf den Bau eines Kompressors in Effektpedalgröße.

1.2. Aufgabenstellung & Zielsetzung der Arbeit

Diese Bachelorarbeit befasst sich mit der Konzeption und Gestaltung einer Schaltung eines Röhren-Kompressors. Heutzutage werden Kompressoren üblicherweise mit einer Transistorverschaltung realisiert. Dennoch gibt es auf dem Markt weiterhin ein großes Angebot an Röhrenverstärker und -verzerrer. Es soll demnach untersucht und diskutiert werden, ob Röhrenkompressoren als Effektpedale für Musiker sinnvoll entwickelt werden

können. Dadurch soll ermittelt werden, warum die Röhrentechnologie in Kompressoren, verglichen zu anderen Geräten, wenig bis gar nicht mehr verwendet werden.

Eine gegebene Transistorschaltung dient als Basis zum Verständnis des Kompressorverhaltens im elektrotechnischen Bereich. Durch Messungen und Optimierung des Schaltplanes soll die gegebene Schaltung nach den eigenen Wünschen und Vorstellungen angepasst werden können. Zusätzlich wird das Verhalten einer Röhre messtechnisch untersucht und dokumentiert, um diese Technologie in die Kompressorschaltung einzusetzen. Dabei liegt der Fokus darin, die Röhre nicht nur als eine übliche Verstärkerstufe einzusetzen, sondern sie als ein Kompressionselement in der Schaltung zu integrieren. Abschließend erfolgt ein messtechnischer Vergleich mit einer gegebenen Transistorschaltung.

Die Arbeit dient als eine Art Anleitung für den Bau eines Kompressors bzw. eines Röhren-Kompressors mit wissenschaftlichen Erläuterungen und Begründungen auf elektrotechnischer und elektronischer Ebene.

Section 2 **TECHNISCHE GRUNDLAGEN**

In diesem Kapitel werden grundlegend Bauelemente der Elektronik und dessen Funktionen und Eigenschaften erklärt. Da der Hauptschwerpunkt dieser Arbeit bei dem Thema Kompressor liegt, werden die verwendeten elektrotechnischen Bauteile nicht ins Detail untersucht und erörtert. Dieses Kapitel dient lediglich zum groben Verständnis der Funktionen aller Bauteile, um diese im Gesamtkontext der Kompressorschaltung zu verstehen.

Der Großteil des Kapitels ist an das Buch „Halbleiter-Schaltungstechnik 12. Auflage“ von U. Tietze und Ch. Schenk angelehnt. Abweichende Quellen bezüglich der Technologien werden in den Teilkapiteln aufgeführt.

2.1. Kompressor

Ein Kompressor ist ein Effektgerät, welches hauptsächlich in der Tontechnik und in der Audioverarbeitung verwendet wird. Er gehört zu den sogenannten Dynamikprozessoren. Diese haben die Aufgabe, die Lautstärke eines Signals zu beeinflussen, indem sie diese entweder dämpfen oder verstärken. Der Kompressor gehört zu den Effekten, welche Signale dämpfen, um Dynamiken in einem Signal zu manipulieren. Dabei sollen Spannungsspitzen erkannt und gedämpft werden. Das Ziel eines Kompressors ist es, die Dynamik, also den Pegelunterschied zwischen laut und leise, zu reduzieren. Somit kann zum Beispiel der Sound einer Bassgitarre laut und druckvoll gemacht werden, indem man durch Dämpfung der Pegelspitzen die Gesamtlautstärke des Signals anhebt. Das bedeutet, dass die leisen Bereiche des Signals verstärkt werden können, ohne dabei die lauten Bereiche mit zu verstärken. Um dies zu erreichen, arbeitet ein Kompressor mit einer Schwelle, welche den Pegel des Eingangssignals erkennt. Unterhalb der Schwelle lässt das Gerät die Eingangsspannung unverändert durch. Erst beim Überschreiten der Schwelle wird die Eingangsspannung mit einem bestimmten Verhältnis gedämpft. Den Schwellenwert, ab dem

der Kompressor dämpft, nennt man auch „Threshold“. Das Verhältnis, mit dem ein Kompressor dämpft, wird „Ratio“ genannt [2, Seite 356].

Zusammengefasst gelten bei Kompressoren also folgende Funktionen. U_e sei die Eingangsspannung und U_a die Ausgangsspannung. Liegt der Eingangspegel unter dem Threshold, so gilt:

$$U_a = U_e . \quad (2.1.1)$$

Sobald der Eingangspegel den Threshold, oder auch die Schwellspannung $U_{Schwell}$, erreicht und überschreitet, so gilt je nach Ratio x :

$$U_a = \frac{1}{x} * (U_e - U_{Schwell}) + U_{Schwell} \quad (2.1.2)$$

Der Threshold kann vom Anwender variiert werden. Das heißt, es ist möglich zu bestimmen, ab welchem Schwellenwert das Gerät das Signal dämpfen soll. Ebenfalls ist der Ratio variabel. Somit kann gesteuert werden, mit welchem Verhältnis das Signal ab dem Überschreiten des Schwellenwertes gedämpft werden soll.

Die Abbildung 2.1.1 zeigt zusammengefasst die Funktion eines Kompressors, indem das Ausgangssignal U_a [dB] in Abhängigkeit zum Eingangssignal U_e [dB] dargestellt wird. Dabei ist zu beachten, dass die Abbildung einen idealen Kompressor beschreibt. Abweichungen im Verlauf der Graphen sind in der Realität oftmals wiederzufinden.

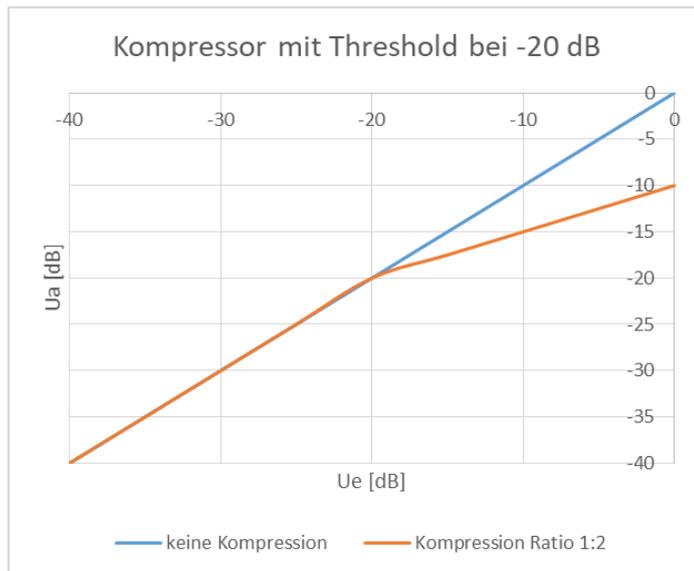


Abbildung 2.1.1: Kompressorverhalten mit Threshold bei -20 dB

Dabei lassen sich U_e und U_a durch folgende Formeln berechnen:

$$U_e[dB] = 10 * \log_{10}(U_e) \quad (2.1.3)$$

$$U_a[dB] = 10 * \log_{10}(U_a) \quad (2.1.4)$$

Des Weiteren ist es möglich zu bestimmen, wie schnell die Dämpfung nach Erreichen des Schwellenwertes einsetzen soll. Dieser Parameter wird in der Tontechnik „Attack“ genannt. Das Gegenstück zu Attack ist der sogenannte „Release“. Der Release gibt an, wie lange die Dämpfung nach dem Unterschreiten des Schwellenwertes andauert [2, Seite 357]. Das Verhalten von Attack und Release wird in Abbildung 2.1.2 grafisch dargestellt.

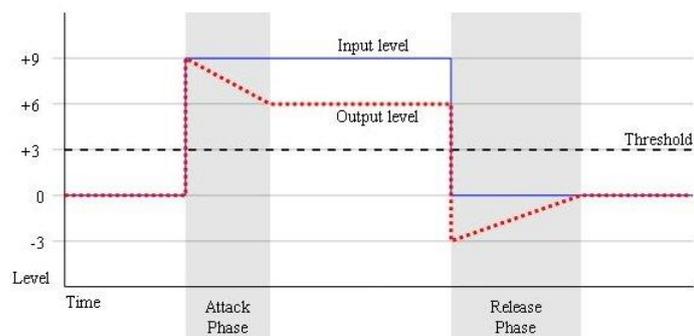


Abbildung 2.1.2: Attack und Release in einem Kompressor

In der Regel verlaufen die Attack- und Releasezeiten nicht linear. Diese werden in der Regel durch die Auf- und Entladezeiten eines Kondensators bestimmt. Die Zeitkonstante einer Kapazität besitzt einen exponentiellen Verlauf, weshalb der Attack und der Release ebenfalls exponentiell verlaufen.

Attack- und Releasezeiten sind bei Kompressoren wichtige Parameter. Liegt die Attackzeit eines Kompressors bei null Sekunden, wird ein Sinussignal scharfkantig gedämpft und abgeschnitten. Diese schlagartige Dämpfung bewirkt eine Verzerrung des Signals. Dasselbe Prinzip gilt für eine Releasezeit von null Sekunden, wodurch die Dämpfung schlagartig beendet wird und dadurch ebenfalls Verzerrungen entstehen. Mit extremen Einstellungen für Attack und Release lassen sich Instrumentenklänge verfremden, weil der Kompressor dem Ein- und Ausschwingen des Instruments entgegenwirkt [2, Seite 358].

Es gibt verschiedene elektrotechnische Ansätze, um einen Steuerkreis für einen Kompressor zu realisieren. Diese Arbeit befasst sich hauptsächlich mit einer transistorbasierten und einer röhrenbasierten Lösung. Die Technologien und Funktionsweisen von Transistoren und Röhren werden in den Kapiteln 2.2 und Kapitel 2.3 aufgeführt. Zusätzlich werden Halbleiterschaltungstechnologien wie Operationsverstärker, Feldeffekttransistoren und Transkonduktanzverstärker erörtert, da diese in den kommenden aufgeführten Kompressorschaltungen essentielle Funktionen besitzen.

2.2. Transistoren

Transistoren sind zwei in Reihe geschaltete PN-Dioden, wobei entweder der P- oder N-Übergang der beiden Dioden miteinander verbunden wird und somit beide Bauteile sich dieselbe P- bzw. N-Klemme teilen. Dadurch entsteht ein dreischichtiges Bauelement mit zwei PN-Übergängen, welches als Basis für ein Bipolartransistor dient. Durch zwei Möglichkeiten der PN-Verschmelzung ergeben sich daraus zwei mögliche Transistorbauarten: der **NPN**-

Transistor und der **PNP-Transistor**. Diese unterscheiden sich lediglich in deren Zusammensetzung der Dioden, welches in der Abbildung 2.2.1 dargestellt wird.

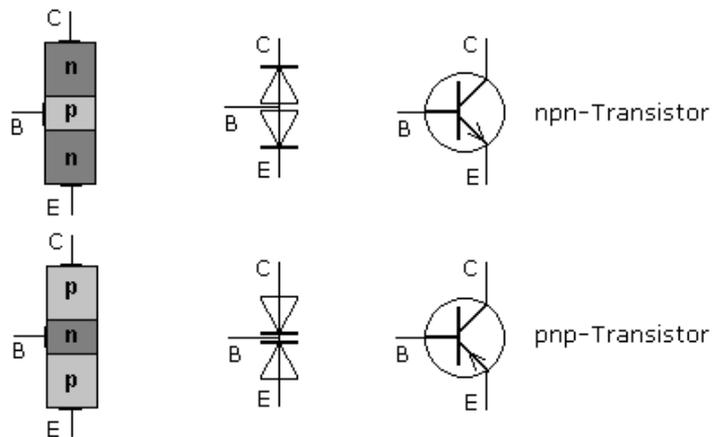


Abbildung 2.2.1: NPN- und PNP-Transistoren

Wie abgebildet und beschrieben, erhält ein Transistor durch die Verbindung zweier Dioden drei Anschlüsse mit den Namen *B* für „**Basis**“, *C* für „**Collector**“ und *E* für „**Emitter**“. Die Funktionsweisen beider Transistoren sind gleich. Sie unterscheiden sich dadurch, dass der NPN-Transistor eine positive Vorspannung U_{BE} benötigt, während der PNP-Transistor umgekehrt eine negative Vorspannung erfordert.

Transistoren haben die Eigenschaft, den Strom, der durch das Bauelement fließt, proportional in Abhängigkeit der angelegten Vorspannung an der Basis zu variieren. Durch die Basisvorspannung kann der Transistor auch gleichzeitig als Schalter eingesetzt werden. Somit haben Transistoren in einer Schaltung die Fähigkeit, sowohl als Verstärker- als auch als Schalterelement eingesetzt zu werden. Aufgrund der drei vorhandenen Klemmen am Bauteil gibt es drei Möglichkeiten, einen Transistor in einer Schaltung zu verwenden, wobei eine Klemme sowohl am Eingang als auch am Ausgang angeschlossen wird. Diese Verschaltungen sind Beispiele für das sogenannte Two-Port Modell. Die Schaltungsmöglichkeiten der Transistoren definierte Eingangs- und Ausgangsspannungen sodass der verschaltete Transistor als ein Zweitor betrachtet werden kann. Alle drei Möglichkeiten werden in der folgenden Abbildung 2.2.2 dargestellt.

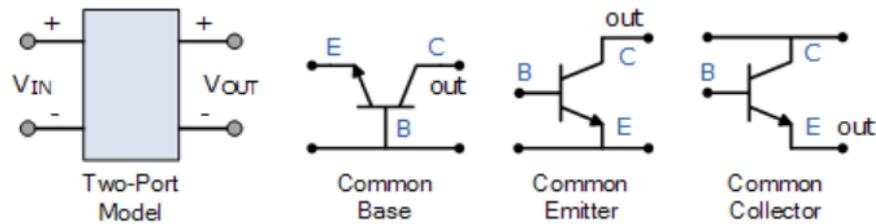


Abbildung 2.2.2: Schaltungsmöglichkeiten eines Transistors

Für den Basisstrom I_B , den Kollektorstrom I_C und den Emitterstrom I_E gilt:

$$I_E = I_B + I_C \quad (2.2.1)$$

Das Verhältnis zwischen dem Basisstrom und dem Emitterstrom wird durch die einheitslose Größe β beschrieben.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.2.1)$$

Dieser Wert wird in der Regel vom Hersteller auf dem Datenblatt des Bauelements angegeben und liegt typischerweise in einem Bereich zwischen 20 und 200. Anhand dieser Formel erkennt man, dass bereits eine kleine Veränderung des Basisstroms zu einer merkbaren Veränderung des Emitterstroms führt.

Eine weitere Größe α beschreibt auch die Beziehung zwischen dem Kollektorstrom und dem Emitterstrom:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (2.2.2)$$

Der Wert von α wird dabei immer kleiner als Eins sein, weil der Emitterstrom nie kleiner als der Kollektorstrom sein kann, da der Emitterstrom die Summe von I_B und I_C ist.

Stellt man α und β miteinander in Bezug, so ergeben sich direkte Zusammenhänge zwischen beiden Größen.

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad (2.2.3)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{\alpha-1} \quad (2.2.4)$$

Entscheidend ist allerdings beim Transistor, dass dieses Bauteil nicht immer diese Verstärkung hat. Die Verhältnisse der Größen werden erst ab einer gewissen Offset-Spannung zwischen Basis und Emitter aktiv. Diese Spannung U_{BE} liegt in der Regel bei ungefähr 700 mV. Durch diese Eigenschaft kann man den Transistor als Schalter benutzen, sodass erst bei einem gewissen Spannungspegel Schaltkreise durch den Transistor aktiv geschaltet werden können.

2.3. Röhrentechnik

Die Röhre war vor der Erfindung des Transistors die einzige Möglichkeit, Signale zu verstärken. Als das erste aktive und elektronische Bauelement mit einer einigermaßen linearen Verstärkung wurde die Röhre in vielen Geräten als Verstärkerröhre eingesetzt. Seit der Erfindung des Transistors verliert die Röhre nach und nach an Relevanz, da die Röhre, verglichen mit seiner Konkurrenz, nur Nachteile mit sich bringen. Lediglich die Klangcharakteristik der Röhre ist ausschlaggebend, um dieses Bauelement heutzutage noch einzusetzen, beispielsweise in Gitarrenverstärkern. Es existieren weitere Anwendungsbereiche, wie zum Beispiel die Raumfahrt-/Satellitentechnik. Dort wurden Röhren bisher aufgrund ihrer Robustheit geschätzt. Diese werden allerdings scheinbar auch nach und nach ersetzt.

Normalerweise benötigt eine klassische Röhre eine Betriebsspannung im Bereich von mehreren Hundert Volt. Diese Arbeit beschäftigt sich allerdings mit der Konstruktion eines Effektgerätes, welches mit einem normalen 9V-Netzteil betrieben werden soll. Aus diesem Grund fiel die Wahl der Röhre auf eine Niederspannungsröhre, welche mit einer geringen Versorgungsspannung arbeitet. Das genaue Modell der Röhre ist die „EF95“ Röhrenpentode.

2.3.1. Röhrendiode

Die Funktionsweise einer **Röhrendiode** leitet sich durch Beobachtung und Untersuchungen der Funktionsweise und Eigenschaften einer Glühlampe. Ab dort stellte man nämlich fest, dass bei Beheizung des Wendels im Vakuum Elektronen aus dem Glühfaden heraustreten. Diese emittierten Elektronen kann man mithilfe eines positiv geladenen Materials gezielt anziehen und somit in Bewegung bringen. In der Elektrotechnik wird dieses Material als „Anode“ bezeichnet, während der beheizte Glühfaden als „Kathode“ gekennzeichnet wird [4]. Der Aufbau einer Röhrendiode wird in der Abbildung 2.3.1 dargestellt.

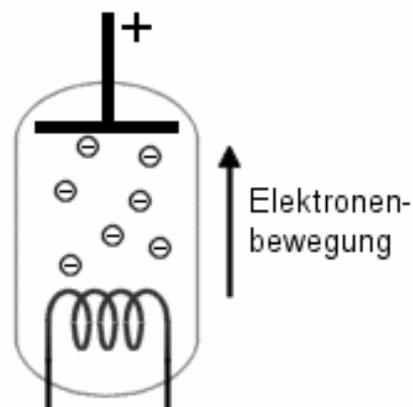


Abbildung 2.3.1.1: Aufbau einer Röhrendiode

2.3.2. Röhrenpentode

Um den Strom zwischen Kathode und Anode zu steuern wird in der Röhre das sogenannte „**Steurgitter**“ eingesetzt. Das Gitter wird üblicherweise mit einer negativen Vorspannung belegt. Eine höhere negative Spannung würde den Elektronenfluss blockieren, während bei einer nicht vorhandenen Spannung die Elektronen ungehindert durch die Röhre fließen können.

Bei einer hohen Geschwindigkeit der emittierten Elektronen von der Kathode zur Anode kommt es an der Anode zur Reflexion der Elektronen, gleichzeitig werden auch bereits absorbierte Elektronen durch die Wucht herausgeschlagen. Diese Elektronen werden auch als „Sekundärelektronen“ bezeichnet. Die Sekundärelektronen bilden eine Elektronenwolke um die Anode. Diese wiederum behindern den Stromfluss, da die negativ geladenen Teile die emittierten Elektronen abstoßen und somit ebenfalls blockieren. Aus diesem Grund wird das sogenannte „**Schirmgitter**“ hinzugefügt.

Dieses Gitter hat die Aufgabe, durch eine positive Ladung Sekundärelektronen anzuziehen, um somit die Elektronenwolke an der Anode zu reduzieren und den Stromfluss wieder zu erhöhen.

Bei einem hohen Stromfluss wird die positive Spannung der Anode kleiner als die positive Spannung des Schirmgitters. Dadurch werden die Elektronen mehr von dem Schirmgitter als von der Anode angezogen, und der Anodenstrom reduziert sich. In diesem Fall spricht man am Ausgang von einer Verzerrung bzw. Übersteuerung, da ein Teil des Stroms über den Schirmgitter abfließt. Aus diesem Grund hat man noch zusätzlich zwischen Anode und Schirmgitter das sogenannte „**Bremsgitter**“ hinzugefügt. Das Bremsgitter ist sehr grobmaschig und wird mit einer negativen Spannung, erzielt durch die Verbindung mit der Kathode, zwischen der Anode und dem Schirmgitter platziert. Die, aus der Kathode emittierten Elektronen können aufgrund ihrer hohen Geschwindigkeit problemlos durch die groben Maschen der Bremsgitter durchfließen. Die Sekundärelektronen an der Anode, die

eine viel geringere Geschwindigkeit besitzen, werden vom negativ geladenen Bremsgitter abgestoßen. Somit werden die Sekundärelektronen nicht vom Schirmgitter angezogen, und der Anodenstrom wird nicht mehr begrenzt [4].

Der Aufbau einer Röhre mit Kathode, Anode, Steuergitter, Schirmgitter und Bremsgitter wird in der Elektrotechnik als **Röhrenpentode** bezeichnet. Sie wird in der folgenden Abbildung 2.3.2 dargestellt. G1 ist dabei der Steuergitter, G2 der Schirmgitter und G3 der Bremsgitter.

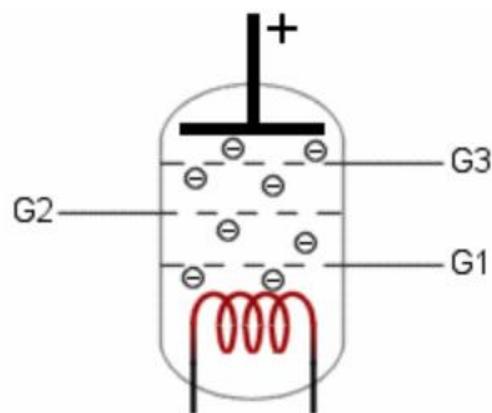


Abbildung 2.3.2.1: Aufbau einer Röhrenpentode

2.3.3. Heizungsvarianten einer Röhre

Es gibt zwei verschiedene Arten von Kathoden. Zum einen die „**direkte Beheizung**“, wie im Beispiel des Glühfadens. Hierbei ist die Kathode die Heizung selbst. Die „**indirekte Beheizung**“ trennt die Funktionsweise der Kathode von der Heizung. Dies wird realisiert, indem die Kathode in Form eines metallischen Röhrchens durch ein separates Heizelement in Form eines Glühfadens geheizt wird. Die indirekte Beheizung im Vergleich der direkten Beheizung den Vorteil, dass das Heizelement von einer eventuellen Wechselspannung entkoppelt und daher frei von Brummen ist. Der Nachteil einer indirekten Beheizung ist hingegen der Wirkungsgrad. Die größere Oberfläche des Röhrchens strahlt mehr Wärme ab, wodurch sich der Wirkungsgrad der Röhre verringert [4].

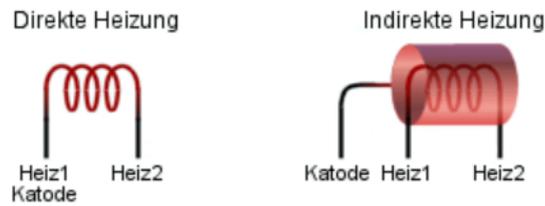


Abbildung 2.3.3.1: Heizungsarten einer Röhre

2.4. Feldeffekttransistoren

[1, Kapitel 3] Der Sperrschicht-Feldeffekttransistor, oder auch „JFET“ (Junction Field Effect Transistor) genannt, ist ein spannungsgesteuertes unipolares Dreipol-Halbleiterbauelement, das in N-Kanal- und P-Kanal-Konfigurationen vorhanden ist. Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren, dessen Ausgangsstrom abhängig vom Eingangsstrom ist und wodurch dieses Bauteil somit zu einem stromgesteuerten Bauelement gehört, wird der Ausgangsstrom des Dreipols von seiner Eingangsspannung definiert. Damit gehört der Feldeffekttransistor zu einem **spannungsgesteuerten Bauteil**. Wie bei den bipolaren Transistoren haben JFETs drei Klemmen. N- und P-Kanäle unterscheiden sich in ihrer benötigten positiven oder negativen Vorspannung. Beide Varianten der Feldeffekttransistoren werden in der folgenden Abbildung 2.4.1 dargestellt.

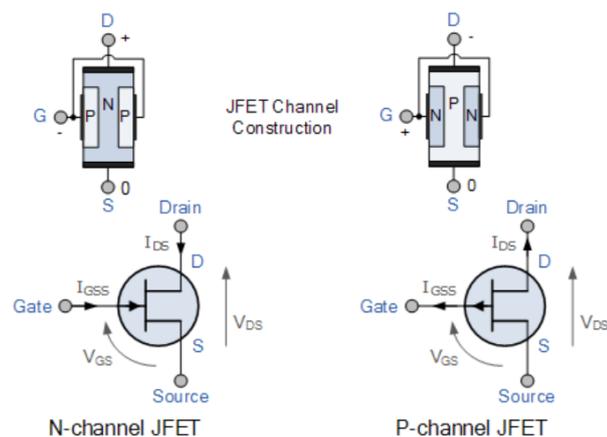


Abbildung 2.4.1: N-Kanal- und P-Kanal-JFET

Der Stromkanal in Feldeffekttransistoren befindet sich zwischen S für „Source“ und D für „Drain“. Dementsprechend fällt bei einem Stromfluss auch zwischen Source und Drain eine Spannung V_{DS} ab. Die Spannung V_{GS} zwischen Gate und Source bestimmt die Kanalleitfähigkeit zwischen Source und Drain. Das bedeutet, dass der ohmsche Widerstand des Kanals von der Eingangsspannung des Dreipols abhängt. Der ohmsche Widerstand eines N-Kanal-JFETs sinkt mit steigender Eingangsspannung, während sich die Kanalfähigkeit eines P-Kanal-Feldeffekttransistors durch abnehmende Eingangsspannung erhöht. Bei Feldeffekttransistoren ist zu beachten, dass im Gegensatz zu bipolaren Transistoren durch nicht vorhandenen Stromfluss am Eingang bzw. Gate der Drain-Strom I_D gleich dem Source-Strom I_S ist. Eine typische Spannung-Strom-Kennlinie eines N-Kanal-FETs wird in der folgenden Abbildung 2.4.2 dargestellt.

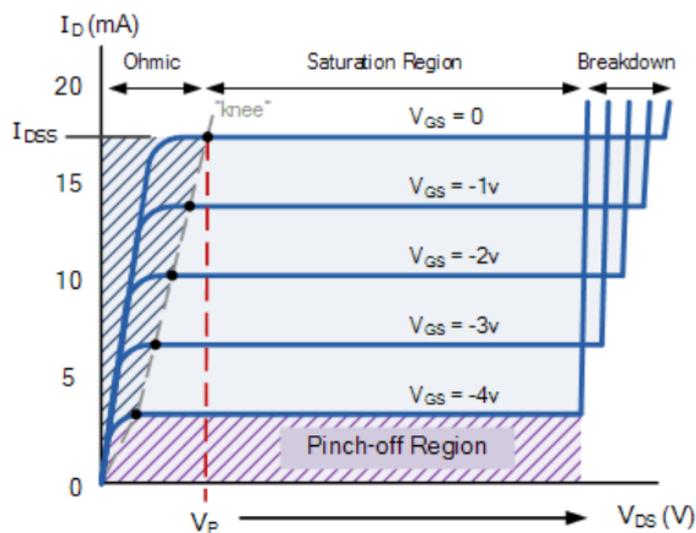


Abbildung 2.4.2: U-I-Kennlinie eines N-Kanal-JFETs

Diese Kennlinie stellt dar, dass der maximale Strom I_D zwischen Drain und Source durch die Eingangsspannung V_{GS} zwischen Gate und Source begrenzt wird. Ab der Pinch-Spannung V_P tritt die Sättigung ein, wobei der durch den Kanalstrom verursachte Spannungsabfall V_{DS} keinen Einfluss mehr auf die Stromstärke zwischen Drain und Source hat. Die „Pinch-Off-Region“ beschreibt den Bereich, in dem der Kanalwiderstand seinen maximalen Wert erreicht hat. Vor der Sättigung verhält sich der Feldeffekttransistor wie ein spannungsgesteuerter ohmscher Widerstand [3].

Der differentielle Kanalwiderstand des JFETs lässt sich anhand der U-I-Kennlinie durch die folgende Formel ermitteln:

$$\Delta R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{1}{g_m} \quad (2.4.1)$$

g_m ist die sogenannte „Transkonduktanzverstärkung“, da der JFET ein spannungsgesteuertes Gerät ist, welches die Änderungsrate des Drain-Stroms in Bezug auf die Änderung der Eingangsspannung V_{GS} darstellt.

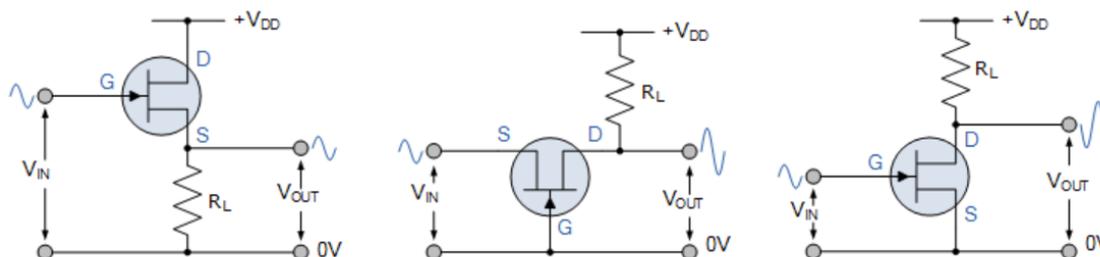


Abbildung 2.4.3: links: Common Source, mitte: Common Gate, rechts: Common Drain

Wie auch bei den bipolaren Transistoren kann der Feldeffekttransistor aufgrund seiner drei Abgriffe in drei verschiedenen Betriebsarten eingesetzt werden: „Common Gate“, „Common Drain“ und „Common Source“ (vgl. Abb. 2.4.3). Auch hier wird in jeder Variante, wie im Namen angedeutet, jeweils eine Klemme gemeinsam vom Eingang und vom Ausgang genutzt.

2.5. Operationsverstärker

Operationsverstärker sind zusammengesetzte Transistoren, die als Bauteilgruppe in erster Linie als Spannungsverstärker fungieren, indem eine differenzielle Eingangsspannung aus einer massebezogene Ausgangsspannung verstärkt wird [1, Kapitel 5]. Dieses Bauteil hat üblicherweise drei Anschlüsse: einen hochohmigen positiven und negativen Eingang V_+ und

V_- sowie einen niederohmigen Ausgang V_{out} . Zusätzlich muss ein Operationsverstärker mit einer externen Versorgungsspannung, die an den Pins V_{S+} und V_{S-} angeschlossen wird, betrieben werden.

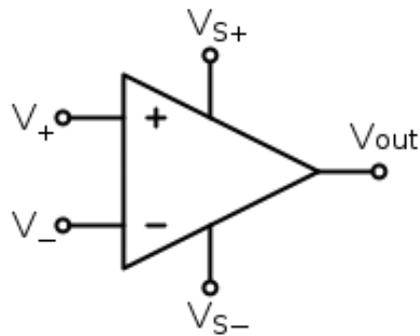


Abbildung 2.5.1: Schaltbild eines Operationsverstärkers

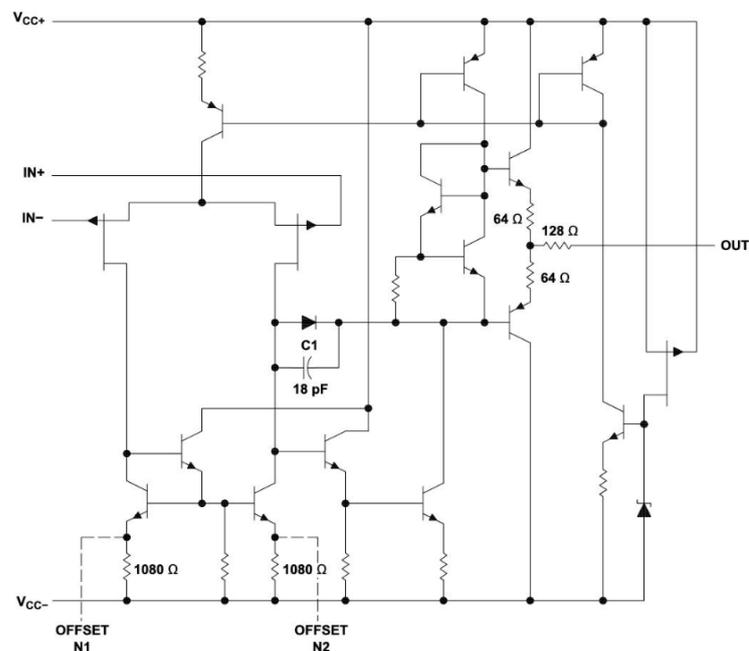


Abbildung 2.5.2: Ersatzschaltbild eines Operationsverstärkers TL071

Operationsverstärker können sehr vielseitig in der Elektronik als Addierer, Subtrahierer und sogar auch als Differenzierer, Integrierer und Logarithmierer eingesetzt werden. Die Funktion des Operationsverstärkers wird durch die äußere Beschaltung festgelegt.

Die Erörterung aller möglichen Operationsverstärkerschaltungen würde den Rahmen dieser Bachelorarbeit überschreiten. In diesem Teilkapitel wird der nichtinvertierende Verstärker erläutert. Weitere verwendete Verschaltungen des Verstärkers werden in den jeweiligen Kapiteln beschrieben, in denen diese zum Einsatz kommen. Folgende Operationsverstärkerschaltungen werden in Kapitel 3 beschrieben: der Präzisionsgleichrichter, der Impedanzwandler, der Spannungsaddierer und der Komparator.

2.5.1. Nichtinvertierender Verstärker

[1, Seite 496] Der nichtinvertierende Verstärker ist eine spezielle Beschaltung des Operationsverstärkers, mit dessen Ausgleichseigenschaft zwischen positiver und invertierter Eingangsspannung und Spannungsteiler als Rückkopplung zwischen Ausgang V_{out} und V_- seine Eingangsspannung verstärkt. Um die Funktion der Schaltung besser erklären zu können, wird in der folgenden Abbildung 2.5.1.1 ein typischer Schaltplan des nichtinvertierenden Verstärkers dargestellt.

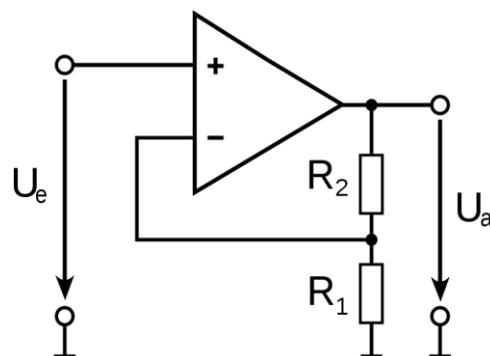


Abbildung 2.5.1.1: Schaltplan eines nichtinvertierenden Verstärkers

Der Operationsverstärker versucht, die Spannungsdifferenz zwischen positivem und invertiertem Eingang bei null zu halten. Das bedeutet, dass durch diesen Ausgleich die Spannung über dem Widerstand R_1 immer gleich der Eingangsspannung U_e sein wird. Die Ausgangsspannung ergibt sich wiederum aus dem Spannungsteiler zwischen den Widerständen R_1 und R_2 . Aufgrund der hochohmigen Impedanz des invertierten Eingangs ist

der Strom durch R_1 gleich dem Strom durch R_2 . Da die Spannungen proportional zu den Widerständen sind und die Spannung über R_1 durch den Eingang bereits festgelegt wird, ergibt sich der Zusammenhang:

$$U_{R_2} = U_{R_1} * \frac{R_2}{R_1} = U_e * \frac{R_2}{R_1} \quad (2.5.1.1)$$

Laut Maschenregel über U_a , R_1 und R_2 ergibt sich die Spannungsgleichung:

$$U_a = U_{R_1} + U_{R_2} \quad (2.5.1.2)$$

Daraus folgt also letztendlich als Gleichung für die Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_e :

$$U_a = U_e * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = U_e * v \quad (2.5.1.3)$$

Das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 bestimmt also das Verhältnis der Verstärkung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung, welches in dieser Formel mit der Größe v bezeichnet wird.

2.6. Transkonduktanzverstärker

[5] Der **Transkonduktanzverstärker** ist ein spezieller Operationsverstärker, der seine Spannungsdifferenz an beiden Eingängen proportional zum Eingangsstrom in einen **hochohmigen Ausgangsstrom** umwandelt. Verglichen zu den klassischen Operationsverstärkern besitzt der Transkonduktanzverstärker einen weiteren entscheidenden Eingang. Dieser Eingang ist ein Kontrolleingang, in den der sogenannte *Amplifier Bias Current*, oder auch kurz I_{ABC} genannt, hineinfließt.

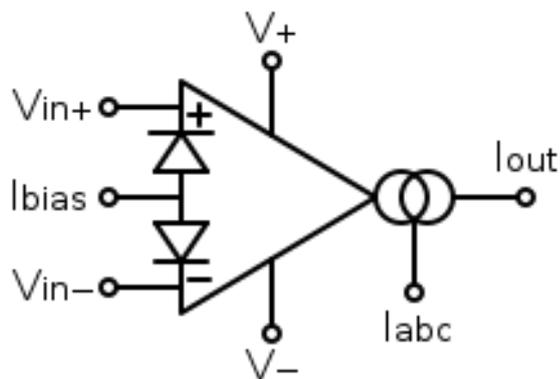


Abbildung 2.6.1: Schaltbild eines Transkonduktanzverstärkers

Der Ausgangsstrom I_{out} lässt sich durch die folgende Formel errechnen.

$$I_{out} = U_D * g_m \quad (2.6.1)$$

U_D ist dabei die Differenzspannung zwischen dem positiven und dem invertierten Eingang.

g_m beschreibt die Übertragungsteilheit bzw. die Transkonduktanz.

Die Übertragungsteilheit ist abhängig vom am Kontrolleingang anliegenden Steuerstrom I_{ABC} und der Temperaturspannung U_T .

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{U_T} \quad (2.6.2)$$

Die Temperaturspannung U_T hat bei Raumtemperatur in der Regel einen Wert von ungefähr 25 mV.

Dadurch, dass der Transkonduktanzverstärker einen Ausgangsstrom besitzt, wird die Ausgangsspannung U_{out} durch den am Ausgang eingesetzten Lastwiderstand R_a bestimmt.

Die Größe der Ausgangsspannung errechnet sich durch die folgende Formel:

$$U_{out} = I_{out} * R_a \quad (2.6.3)$$

Somit lassen sich alle erwähnten Größen in einer mathematischen Beziehung zusammenfassen.

$$I_{out} = U_D * g_m = U_D * \frac{I_{ABC}}{U_T} \quad (2.6.4)$$

Die Spannungsverstärkung G ist ebenfalls eine Größe, welche sich durch folgende Beziehung beschreiben lässt:

$$G = \frac{U_{out}}{U_D} = R_a * g_m \quad (2.6.5)$$

Section 3 **AUFBAU UND UMSETZUNG DER ELEMENTE DES KOMPRESSORS**

Dieses Kapitel ist der Kern dieser Bachelorarbeit und dokumentiert jeden Schritt von der Idee bis hin zur Umsetzung des Kompressors. Bei der Vorgehensweise dieser Arbeit wird zunächst der **transistorbasierte Kompressor** aufgebaut und untersucht. Dabei soll detailliert ermittelt werden, welche Bauelemente welche Funktionen im Steuerkreis des Kompressors erfüllen. Dieser Schritt ist entscheidend, um Einblick zu erhalten und zu entscheiden, an welcher Stelle die Röhre implementiert werden kann.

Nach Untersuchung des transistorbasierten Kompressors soll die **Röhre EF95** vermessen und ihre Eigenschaften verstanden werden. Diese Eigenschaften soll mit bestimmten Bauelementen bzw. Schaltkreisen des transistorbasierten Kompressors verglichen werden, um im letzten Teilkapitel einen **röhrenbasierten Kompressor** zu erstellen.

In allen drei Teilkapiteln werden Technologien und Schaltungen genauestens untersucht und dokumentiert. Die Erörterung dient letztendlich zum detaillierten technischen Vergleich der transistor- und röhrenbasierten Kompressorschaltung.

3.1. Transistorbasierter Kompressor

3.1.1. Selbstversuch für Entwurf eines Kompressors

In diesem Kapitel wird der Versuch beschrieben eine Kompressorschaltung anhand einer gegebenen Schaltung aus einem entsprechenden Internetforum zu kreieren. Dabei sollte die Schaltung als Basis dienen und im Verlauf des Prozesses gemessen und an die eigenen Wünsche angepasst werden. Die experimentelle Annäherung des Kompressors wurde aus zwei Gründen durchgeführt. Zum einen erwies es sich als schwierig, vollständige Kompressorschaltungen aus Lehrbücher und wissenschaftliche Literatur zu erwerben. Es

wurde in allen Dokumenten lediglich nur Funktionsweise, Parameter und Einsatzmöglichkeiten des Effektes beschrieben. Zum anderen sollte dieser Versuch dazu dienen, durch eigene Weiterentwicklung des Gerätes Bedingungen und Signalfluss des Kompressors zu vertiefen. Leider war dieser Versuch ein Fehlversuch, da mithilfe von Messungen festgestellt wurde, dass es sich bei der besagten Schaltung um einen Limiterschaltung anstatt eine Kompressorschaltung handelt. Die besagte Schaltung wird in der folgenden Abbildung 3.1.1.1 dargestellt.

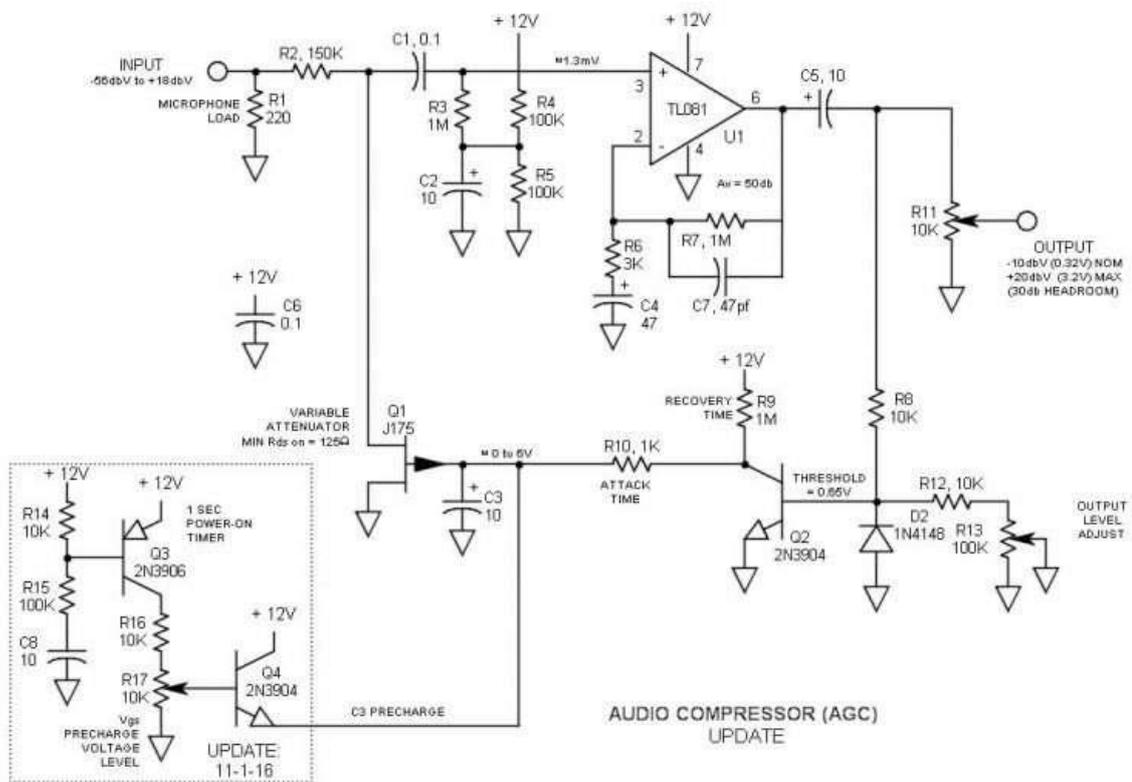


Abbildung 3.1.1.1: Schaltplan einer Limiterschaltung

Der selbstsperrende Feldeffekttransistor Q_1 bildet zusammen mit R_2 einen Spannungsteiler für die Eingangsspannung. Solange das Eingangssignal klein ist, ist der Widerstand am Transistor unendlich groß, und somit fällt die gesamte Spannung über den Transistor ab und das Signal wird gänzlich durchgelassen. Erst beim Erreichen eines Schwellenwertes beim

bipolaren Transistor Q_2 wird der besagte Transistor aktiv und die Spannung am Gate des Feldeffekttransistors fällt ab. Daraus folgt, dass Q_1 leitet und sein Widerstand sinkt, welches zur Folge hat, dass sich die Verhältnisse der Spannungsteiler des Eingangssignals ändern und somit die Ausgangsspannung gedämpft wird. Der Feldeffekttransistor tritt dabei in die Sättigung ein, sodass der maximale Spannungsabfall dadurch begrenzt wird. Als Folge dessen erweist sich diese Schaltung als eine Limiterschaltung. Der Operationsverstärker fungiert in dieser Schaltung als ein nichtinvertierender Verstärker, um die Offsetspannung des bipolaren Transistors zu aktivieren.

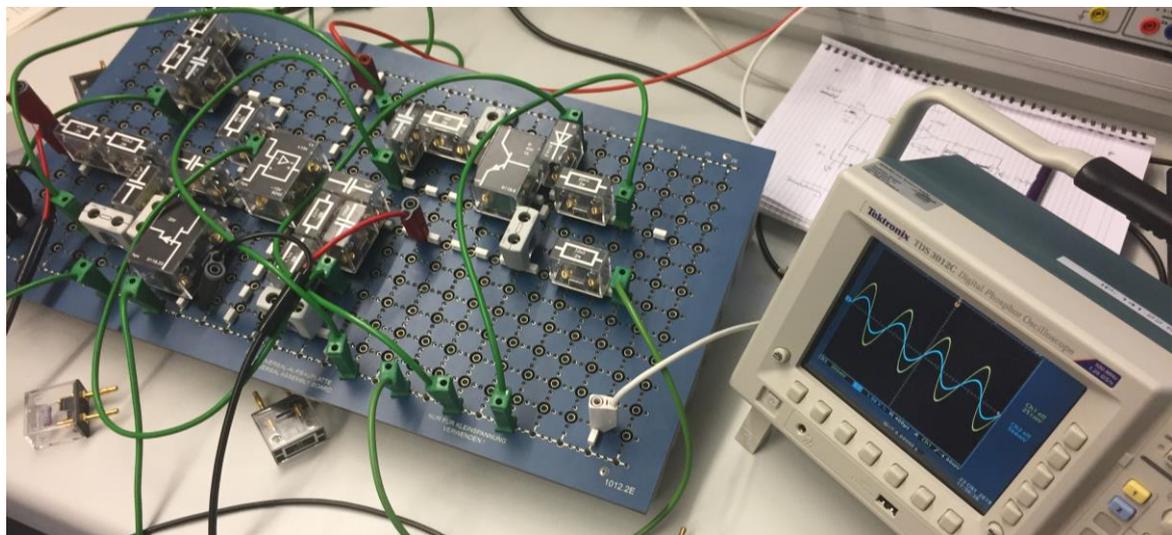


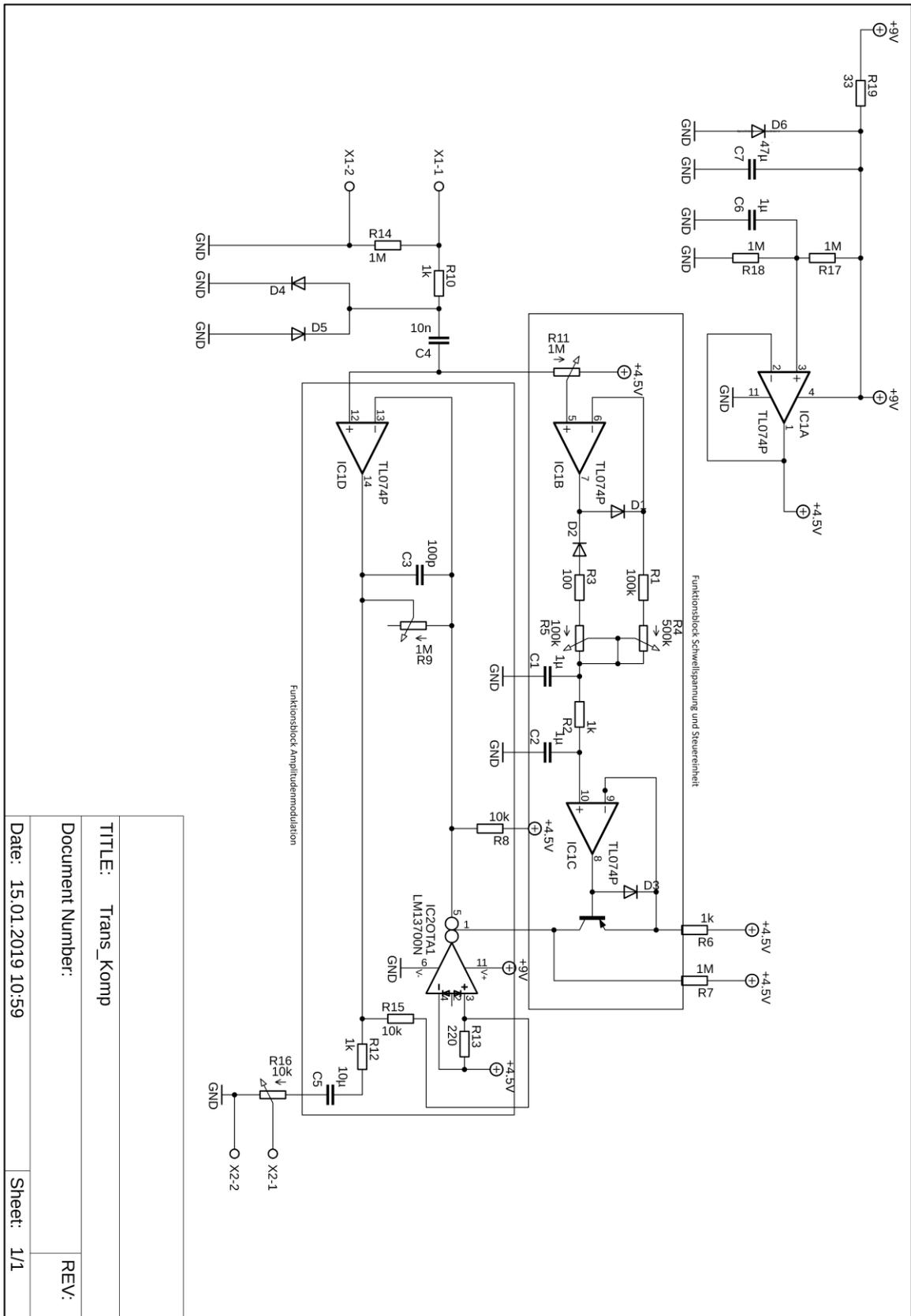
Abbildung 3.1.1.2: Aufbau einer Limiterschaltung

Der Versuch, die Limiterschaltung in eine Kompressorschaltung zu modifizieren, erwies sich als schwierig. Gedankengänge, wie zum Beispiel den Spannungsteiler am Eingang durch das Einsetzen weiterer verschiedenste Bauteile zu ergänzen um aus dem Limiterverhalten eine Verhältnisdämpfung zu realisieren, blieben erfolglos. Mit ausreichender Zeit hätte man diese Schaltung erfolgreich zu einem Kompressor umrüsten können. Die Priorität dieser Arbeit liegt jedoch darin, das Effektgerät basierend auf Röhrentechnik zu bauen und einen Vergleich zwischen einem Transistor- und Röhreneffektgerät durchzuführen. Aus diesem Grund ist die Entscheidung gefallen, keine weitere Zeit in die Limiterschaltung zu investieren. In Folge dessen wurde beschlossen, einen Kompressorbausatz zu besorgen. Dieser Arbeitsschritt wird im folgenden Kapitel 3.1.2 ausführlich beschrieben.

3.1.2. Aufbau eines Kompressorbausatzes

Das Ziel war es nun schnell und effektiv eine funktionierende Kompressorschaltung zu realisieren. Nach Absprache und Genehmigung ist es erlaubt worden, eine fertige Kompressorschaltung zu nutzen und diese weiterzuverwenden, da das Hauptaugenmerk der Bachelorarbeit auf dem Bau des Röhrenkompressors und dem Vergleich zwischen transistor- und röhrenbasierten Lösungen liegt. Der Transistorkompressor hat sich bereits als Standard etabliert und ist heutzutage überall erhältlich. Um die Kompressorschaltung trotzdem weiterentwickeln zu können, soll als Basis ein Kompressorbausatz eingesetzt werden. Dies hat, verglichen mit einem fertigen Kompressor, den Vorteil, dass beim Bausatz Bauteile und Platine mithilfe von einem fertigen und funktionierenden Schaltplan eigenhändig zusammengesetzt werden. So ist eine bessere Übersicht und Kontrolle der elektrotechnischen Funktionen in der Schaltung möglich. Der Schaltplan soll in Funktionsblöcke unterteilt werden, um in Kapitel 3.3 bestimmte Blöcke mit der Röhrentechnologie zu realisieren.

Der Kompressorbausatz ist ein klassischer Kompressor mit den Parametern Threshold, Ratio, Attack, Release und Level. Letzteres ist ein Regler, mit dem man das gedämpfte Ausgangssignal wieder verstärken kann, um durch den Kompressor verursachte Pegelverluste zu kompensieren. Alle benötigten Bauteile sind in dem Kompressorbausatz erhalten. Die Platine ist bereits geätzt und beschriftet, sodass man alle Bauteile mithilfe des gegebenen Schaltplans auf die Platine verlöten muss [Anhang A.5]. Dieser Kompressor ist in erster Linie mit Operationsverstärkern bestückt. Zum Verständnis ist es daher sinnvoll zu erwähnen, dass ein Operationsverstärker aus diversen Transistoren zusammengesetzt ist (vgl. Kapitel 2). Aus diesem Grund ist eine operationsverstärkerbasierte Schaltung automatisch auch eine transistorbasierte Schaltung. Der Schaltplan des Effektgerätes wird in der folgenden Abbildung 3.1.2.1 dargestellt.



TITLE: Trans_Komp	REV:
Document Number:	
Date: 15.01.2019 10:59	Sheet: 1/1

Abbildung 3.1.2.1: Schaltplan einer Transistorkompressorschaltung

Diese Kompressorschaltung beinhaltet insgesamt drei Funktionsblöcke, durch die das Eingangssignal fließt. Diese Funktionsblöcke sind ein Gleichrichter, eine spannungsgesteuerte Stromquelle und ein eingangssignalabhängiger Dämpfungsblock.

R_{11} erzeugt einen Spannungsabfall an dem anliegenden Operationsverstärker $IC1B$. Dieser wirkt zusammen mit den geschalteten Dioden und Kondensatoren als ein sogenannter Gleichrichter. Dieser Gleichrichter hat die Funktion, die Wechsellspannung des Eingangs in eine Gleichspannung umzuwandeln. Diese Spannung fungiert ab diesem Punkt als eine Steuerspannung für die Gesamtschaltung.

Die erzeugte Steuerspannung soll im nächsten Funktionsblock die durch den Transistor fließende Stromgröße regulieren. Durch das Verschalten der Operationsverstärker $IC1C$ mit dem bipolaren Transistor und der Diode umgeht man die Offsetspannung des Transistors, sodass auch bei bereits kleinen Spannungen Strom durch den Halbleiter fließen kann. Dieser Block hat also die Funktion die erzeugte Steuerspannung in einen Steuerstrom umzuwandeln.

Der aus dem Transistor fließende Steuerstrom bestimmt in dem folgenden Transkonduktanzverstärker den Arbeitspunkt des Bauteils. Die Spannung am Ausgang ist abhängig von der Größe des Ausgangswiderstands, welche in dieser Schaltung R_9 ist. Solange kein Steuerstrom fließt, fällt an R_9 auch keine Spannung ab, und die Differenz der Spannung am anliegenden Operationsverstärker ist am höchsten und somit gleich der Eingangsspannung. Erst sobald im Steuerkreis eine Steuerspannung und ein Steuerstrom fließen, ist die Differenz der Spannungen am Operationsverstärker durch den Spannungsabfall an R_9 kleiner der Eingangsspannung, und das Signal wird gedämpft. Die Dämpfung wird dementsprechend durch das Potentiometer bestimmt. Je größer der eingestellte Widerstand ist, desto größer ist der Spannungsabfall am negativen Eingang des Operationsverstärkers und desto größer die Dämpfung.

Die Röhre muss zur Modulation von Amplituden ebenfalls mit einer Steuerspannung versorgt werden.. Demnach kann die Gleichrichterschaltung des transistorbasierten Kompressors weitestgehend für den Bau des Röhreneffektgerätes übernommen werden. Da sich die Größenverhältnisse und Bedingungen der Steuergitterspannung der Röhre gänzlich von den Bedingungen des Modulationsblocks in der Transistorschaltung unterscheiden, muss der Signalpfad in der Röhrenschtaltung umdimensioniert und angepasst werden.

3.1.3. Vermessung und Signalbeispiele

In diesem Kapitel soll der transistorbasierte Kompressor messtechnisch überprüft werden. Dafür werden verschiedene Signalbeispiele durch das Effektgerät eingespeist und die Ausgangssignale im Zeitbereich untersucht werden.

Messtechnische Untersuchungen werden mit dem Software-Paket *Cubase 8*, dem Frequenzgenerator *Tektronix AFG320* und dem Oszilloskop *Tektronix TDS 3012B* durchgeführt. Ziel dieses Kapitels ist es, das Verhalten des Kompressors messtechnisch zu erfassen, indem man das komprimierte Signal dem nicht komprimierten Signal gegenüber stellt und dadurch einen direkten Vergleich erhält.

Die Wirkung eines Kompressors auf einem Signal erkennt man visuell am besten im Zeitbereich mithilfe der Wellenformen der Signale. Ein Signal, zum Beispiel ein Musikstück, hat verschiedenste Dynamiken, die sich in Pegelunterschieden ausdrücken. Je größer diese Pegelunterschiede sind, desto höher ist auch die Dynamik. Anhand der Wellenform sieht man Peaks und Unebenheiten des Signalpegels. Die Wellenform eines komprimierten Signals ist wiederum glatter als die Wellenform eines nicht komprimierten Signals. Die Peaks des Signals werden gedämpft, was zu einer kleineren Pegeldynamik führt. Das komprimierte Signal kann lauter gemacht werden, indem die komprimierten Spitzenwerte dem Pegel der unkomprimierten Spitzenwerte angepasst werden.

Eine selbstaufgenommene Bassspur wurde durch den selbstgebauten Transistorkompressor gegeben, um dessen Funktionalität zu zeigen. Die folgende Abbildung 3.1.3.1 zeigt den Vergleich zwischen einer komprimierten und nicht komprimierten Bassspur.

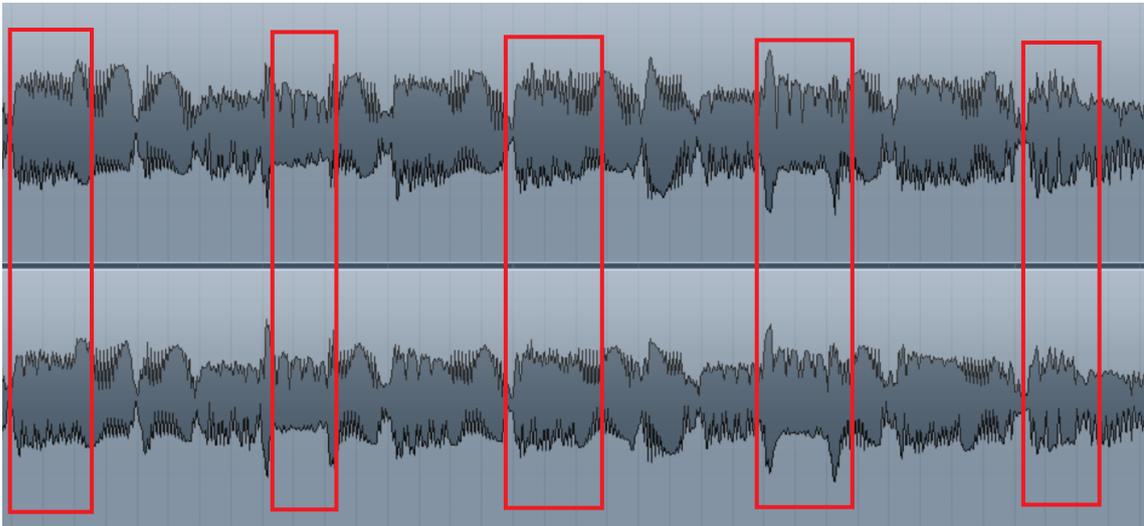


Abbildung 3.1.3.1: oben: nicht komprimierter Bassspur, unten: komprimierter Bassspur

Anhand eines gesamten Basssignals ist es mit bloßem Auge schwer zu erkennen, dass eine Kompression stattgefunden hat. Man stellt jedoch fest, dass in den markierten Bereichen im unteren Signal der Pegelunterschied und somit auch die Dynamik abgenommen haben. Das komprimierte Signal wirkt verglichen mit dem unkomprimierten Signal „gepresster“ und ist in ihrer Form flacher. Jedoch ist es schwierig, aus dieser Abbildung eine klare Aussage über das Kompressionsverhalten zu geben.

Um die Kompressionseigenschaft besser visualisieren zu können, wird als nächstes ein **Dreieckssignal als Eingangssignal** durch den Kompressor gegeben. Das Dreieck hat den Vorteil, dass dies **linear ansteigt und ebenfalls linear wieder abfällt**. Dadurch kann das komprimierte Ausgangssignal genaustens mit dem Eingangssignal verglichen werden. Die folgende Abbildung 3.1.3.2 zeigt das durch den Transistorkompressor komprimierte Dreieckssignal.

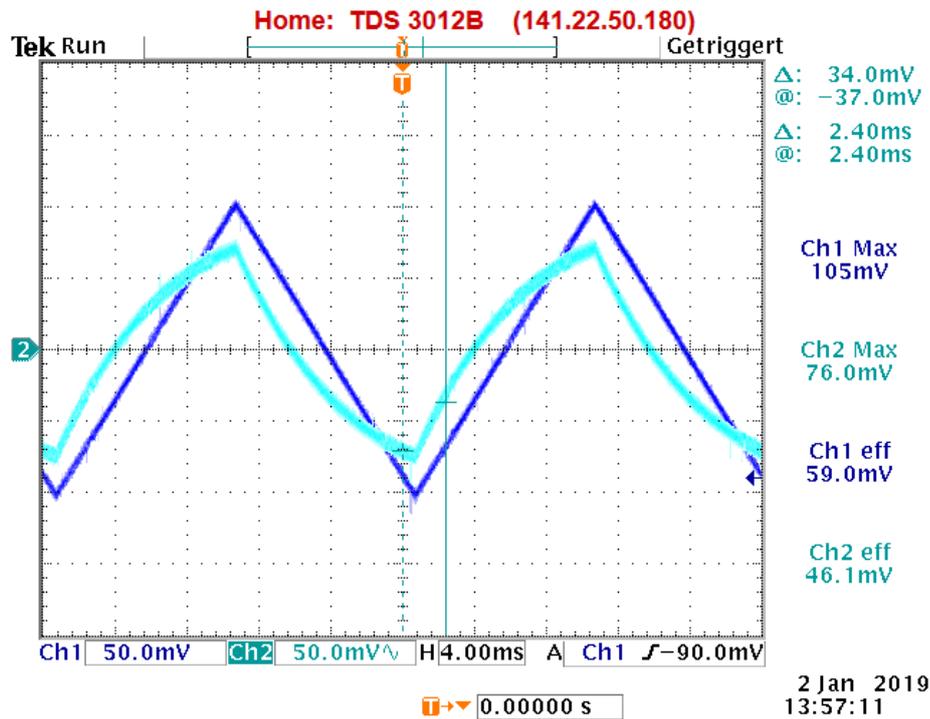


Abbildung 3.1.3.2: Kompression mit Dreieckssignal

Es ist sehr gut zu erkennen, dass die Spitzenwerte gedämpft werden. Gleichzeitig werden durch die Verstärkung, in dem Fall der Gain-Regler, Signale unterhalb des Schwellenwertes angehoben. Somit sind die leisen Passagen lauter und die lauten Stellen leiser. Die gebogene Kurve des Ausgangssignals lässt sich durch den Attack- und Release-Parameter erklären. Wie in Kapitel 2.1 erläutert bestimmen diese zwei Größen, wie schnell die Kompression einsetzt bzw. nachgibt. Da Ausgangssignal steigt bzw. fällt nach einem Maximum bzw. Minimum schneller als das Eingangssignal.

Um das Dämpfungsverhältnis des Transistorkompressors zu visualisieren, wird in der folgenden Abbildung 3.1.3.3 das Ausgangssignal in Abhängigkeit zum Eingangssignal dargestellt. Die Ratio des Kompressors wurde dabei auf das Verhältnis von 2:1 eingestellt.

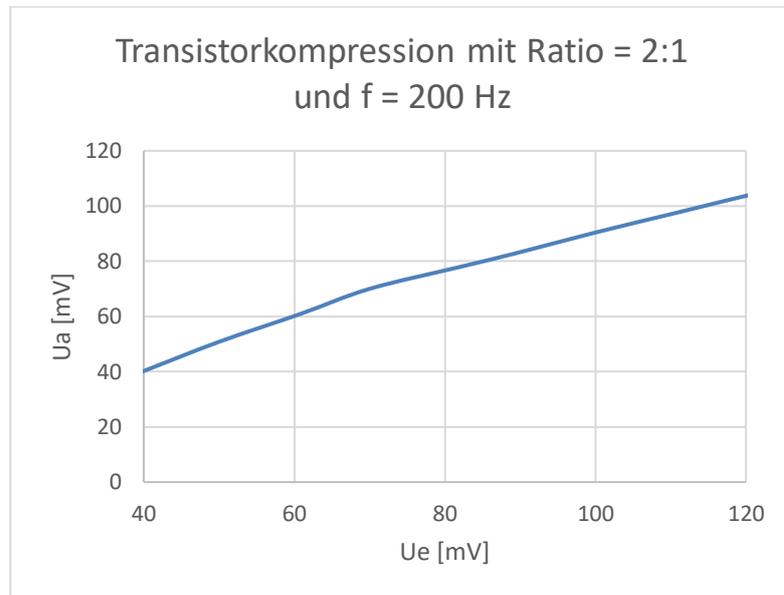


Abbildung 3.1.3.3: Transistorkompression mit $f = 200$ Hz

Bei größerer Eingangsspannung wird das Signal weiterhin gleichmäßig gedämpft. Es entstehen kaum Verzerrungen und das System befindet sich auch bei höherer Kompression weitestgehend im linearen Arbeitsbereich. Das geringe Oberwellenverhalten ist dem Liniendiagramm der folgenden Abbildung 3.1.3.4 zu entnehmen.

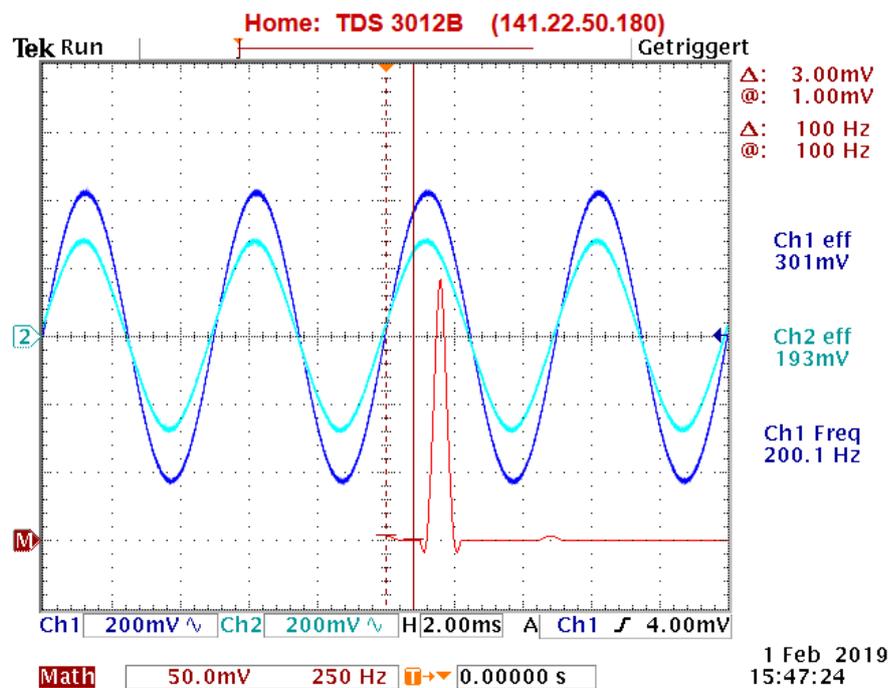


Abbildung 3.1.3.4: Transistorkompression und FFT bei höherer Eingangsspannung

3.2. Vermessung der Röhre EF95

Wie in Kapitel 2.3 bereits erwähnt wurde, fiel aufgrund der Voraussetzung, dass das fertige Kompressoreffektgerät mit einer Versorgungsspannung von 9 V arbeiten muss, die Wahl der Röhre auf das Modell **EF95**. In diesem Kapitel wird die Röhrenpentode komplett vermessen, um Kennlinien des Bauelements zu generieren. Mithilfe der Kennlinien soll die Röhre auf Hinsicht seiner Funktionen und Eigenschaften erklärt und verstanden werden.

Die folgende Abbildung 3.2.1 zeigt die Anschlüsse der Röhrenpentode.

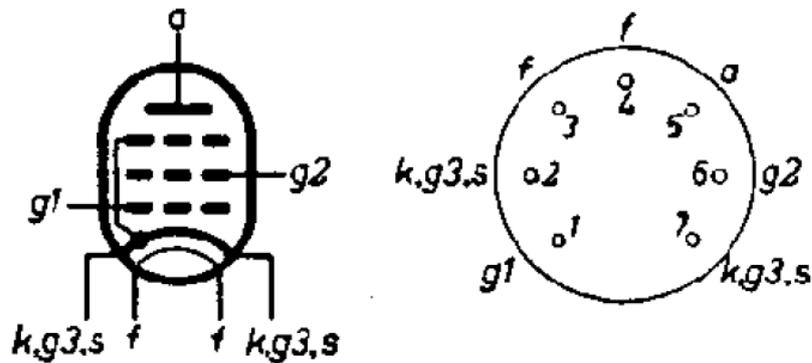


Abbildung 3.2.1: Anschlüsse der Röhre EF95

Die Abkürzungen in Abbildung 3.2.1 werden in der folgenden Tabelle 3.2.1 erläutert.

g1	Steuergitter
g2	Schirmgitter
g3	Bremsgitter
k	Kathode
a	Anode
f	Heizung

Abbildung 3.2.2: Sockelbelegung der EF95

Der Schwerpunkt der Messungen liegt hierbei auf den Variationen der Steuergitterspannungen. Anhand dessen soll erkannt werden, wie sich die Röhre in Abhängigkeit der genannten Größe verhält. Alle Messungen werden mit einer Anodenspannung von 12 V durchgeführt. Folgender Schaltplan wird verwendet.

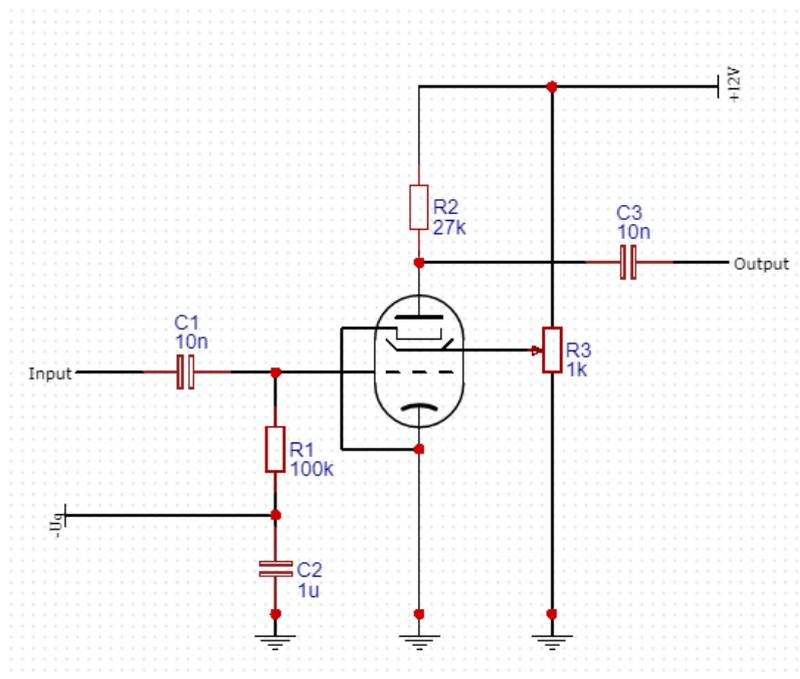


Abbildung 3.2.3: Schaltplan zur Messung der Röhre EF95

3.2.1. Arbeitspunkt der Gitterspannung

In diesem Kapitel geht es darum, einen geeigneten Arbeitspunkt für die Gitterspannung der Röhre EF95 zu finden. Dabei liegt die Schirmgitterspannung vollausgesteuert bei 12 V, weshalb der Widerstand R_3 so eingestellt ist, dass zwischen Abgriff und Masse 0Ω anliegt. Dadurch fällt parallel zum Schirmgitter und somit auch am Schirmgitter selbst die ganze Versorgungsspannung in Höhe von 12 V ab.

In dieser Messung liegt am Eingang eine Wechsellspannung von $\hat{u}_e = 50 \text{ mV} * \sin(2\pi * 1000 \text{ Hz})$ vor. Zu untersuchen ist der Verlauf des Anodenstroms in Abhängigkeit zu seiner Vorgitterspannung $I_a = f(U_G)$. Der Anodenstrom kann durch den gemessenen Spannungsabfall am Anodenwiderstand R_2 berechnet werden:

$$I_a = \frac{U_{R_2}}{R_2} = \frac{U_{R_2}}{27 \text{ k}\Omega} \quad (3.2.1.1)$$

Die Messwerte werden graphisch in der folgenden Abbildung 3.2.1.1 visualisiert.

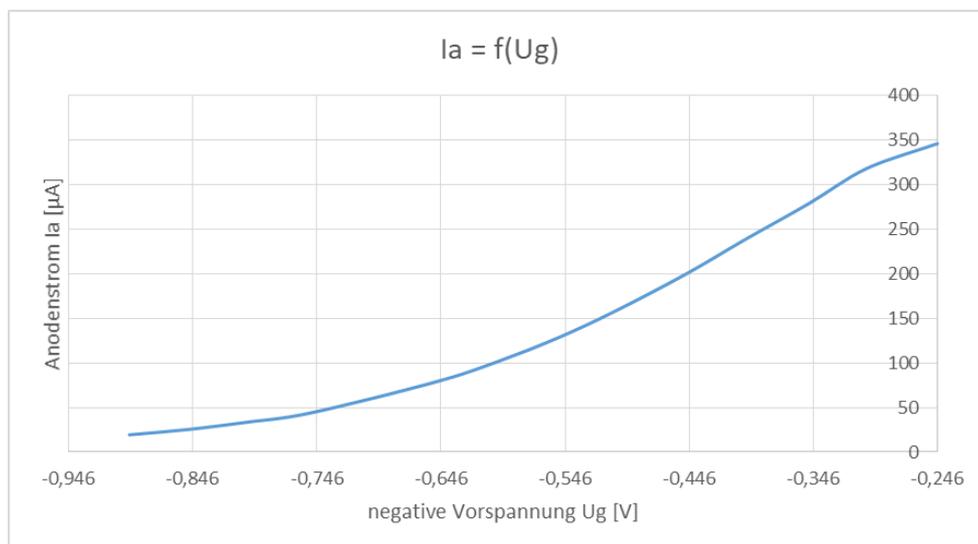


Abbildung 3.2.1.1: $I_a = f(U_G)$ mit einer Schirmgitterspannung von 12 V

Ein idealer Arbeitspunkt liegt in einem Bereich, wo der Verlauf möglichst linear ist, um Verzerrungen weitestgehend zu vermeiden. Dieser Punkt liegt laut dem Graphen 3.2.1.1 bei ungefähr -400 mV. Um diese Aussage zu bestätigen, wird ebenfalls die Verstärkung v in Abhängigkeit zur Vorgitterspannung U_G aufgenommen. Dabei errechnet sich die Verstärkung v durch die folgende Beziehung:

$$v = \frac{U_a}{U_e} \quad (3.2.1.2)$$

Die Messwerte der Verstärkung werden graphisch in der folgenden Abbildung 3.2.1.2 abgebildet.

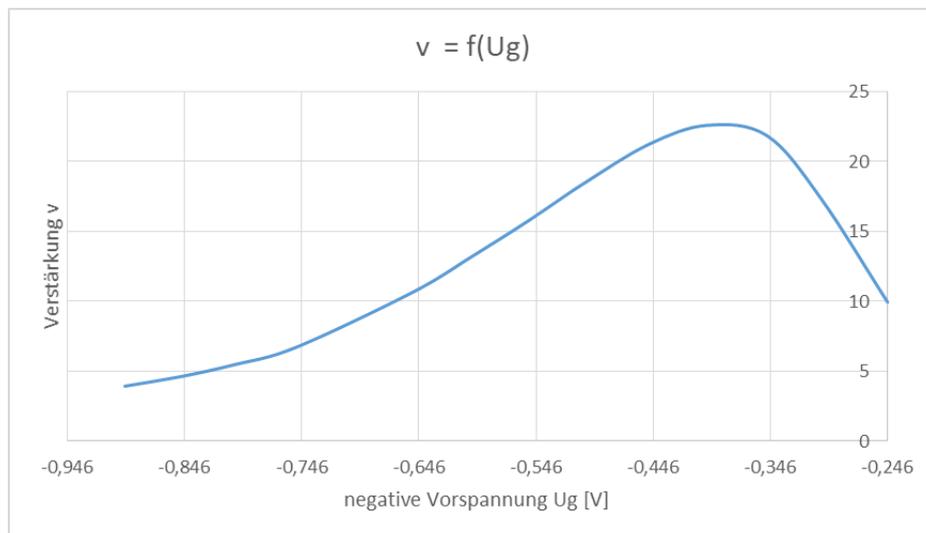


Abbildung 3.2.1.2: $v = f(U_g)$ mit einer Schirmgitterspannung von 12 V

Aus diesem Graphen erkennt man deutlich, dass die höchste Verstärkung der Röhre EF95 mit einer Schirmgitterspannung von 12 V bei einer Steuergitterspannung von ungefähr -400 mV liegt. Die Steuergitterspannung mit der höchsten Verstärkung soll in dieser Arbeit als Arbeitspunkt für die Röhre im Durchlass, also normierte Verstärkung gleich Eins, eingesetzt werden. Dadurch bleibt die Verstärkung bzw. die Dämpfung der Röhre durch die Vergrößerung der Steuerspannung im negativen Betrag möglichst lange im linearen Bereich, um Verzerrungen des Eingangssignals weitestgehend zu vermeiden.

3.3. Röhrenbasierter Kompressor

Durch den Bau des Kompressorbausatzes und dessen Analyse auf elektrotechnischer Ebene konnten erfolgreich Funktionsblöcke für eine funktionierende Kompressorschaltung erstellt werden. Der Dämpfungsblock soll in diesem Kapitel mit der Röhrentechnologie realisiert und Steuersignale der Röhre in allen vorangegangenen Funktionsblöcken berücksichtigt werden. Die Röhrenschialtung soll, identisch wie die Transistorschaltung, sowohl einen Signalpfad, als auch einen Steuerpfad besitzen. Folglich muss in der Röhrenschialtung ebenfalls aus dem Eingangssignal mit einer Wechselspannung ein Steuersignal mit einer Gleichspannung erzeugt werden (vgl. Kapitel 3.1.2). Da dieser Schritt unabhängig von der Funktionsweise der Röhre ist, kann die Gleichrichterschaltung des transistorbasierten Kompressorschaltungs nahezu unverändert übernommen und in die Röhrenschialtung implementiert werden. Das Blockschieltbild der Röhrenschialtung wird im folgenden Kapitel 3.3.1. aufgeführt und ausführlich erläutert.

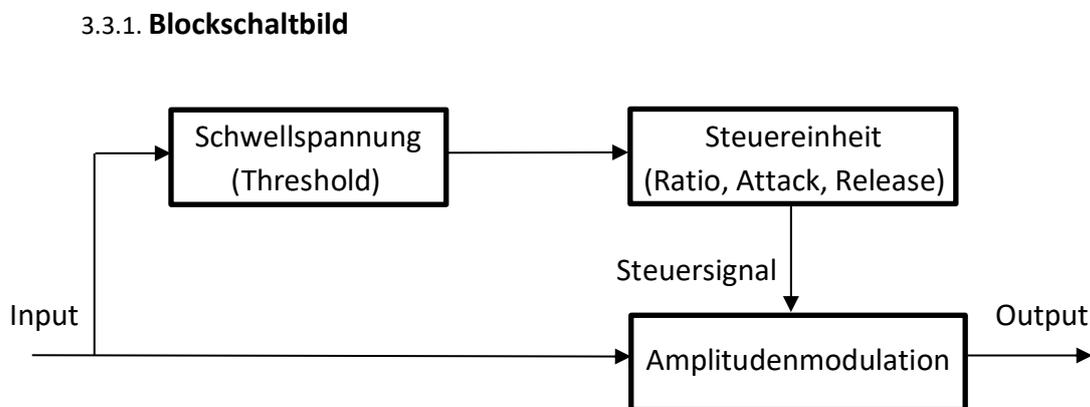


Abbildung 3.3.1.1: Blockschieltbild einer Kompressorschaltung

Die oben angegebene Abbildung 3.3.1.1 zeigt den Signalfluss eines Signals in einer Kompressorschaltung [2, Seite 356]. Dadurch, dass die Dämpfung eines Kompressors durch seine eigene Eingangsspannung bestimmt wird, muss ein Steuersignal aus dem Eingangssignal gewonnen werden. Aus diesem Grund gibt es in solch einer Schaltung zwei Signalpfade: ein Steuerpfad und der tatsächliche Signalpfad [2]. Solange die eingestellte

Schwellspannung nicht erreicht ist, soll das Eingangssignal ohne Amplitudenmodulation durch das System fließen. Dadurch soll in diesem Fall die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung sein. Erst wenn die Schwellspannung erreicht ist, soll eine Steuerspannung erzeugt werden, welche die Amplitude des Eingangssignals moduliert. Aus diesem Grund liegt der Funktionsblock der Schwelle vor der Steuereinheit, da diese sich erst in Abhängigkeit der Schwelle aktivieren darf. Die Röhre soll in dieser Schaltung für die Amplitudenmodulation zuständig sein. Wie in Kapitel 3.2 bereits erwähnt wurde, ist der Verstärkungsgrad der Röhre von seiner Steuergitterspannung abhängig. Laut dieser Erkenntnis ist es also möglich, das Steuersignal für die Steuergitterspannung einzusetzen, damit die Röhre durch sein eigenes Eingangssignal gesteuert werden kann.

In der Theorie können Funktionsblöcke unabhängig voneinander entwickelt und nach Fertigstellung aller Blöcke zusammenverschaltet werden. In den folgenden Kapiteln werden alle in der Abbildung 3.3.1.1 gezeigten Funktionsblöcke technisch realisiert. Dabei werden Ideen und elektrotechnische Verhaltensweisen aufgeführt und erklärt. In dieser Arbeit erschien es sinnvoll, die Reihenfolge der technischen Realisierungen der Blöcke vom Ende zum Anfang durchzuführen. Mit diesem Verfahren lassen sich nämlich Bedingungen herausfinden, die die jeweiligen Blöcke von den vorangehenden Blöcken benötigen, um zu funktionieren. Aus diesem Grund soll zuerst die Amplitudenmodulation, gefolgt von der Steuereinheit und zuletzt die Schwelleinheit realisiert werden.

Alle Funktionsblöcke wurden zuerst unabhängig voneinander auf Steckboards verschaltet, um zügig Bauteile zu implementieren oder zu ersetzen, ohne diese bei jeder Veränderung zu verlöten bzw. entlöten zu müssen. Erst nach der Verschaltung aller Funktionsblöcke und die Inbetriebnahme der Gesamtschaltung wurden alle Bauteile auf einer Platine verlötet, um sie störungsresistenter zu gestalten. Die große Menge an Kabelwegen auf dem Steckboard fungiert wie Antennen und verursacht Störungen im Signalfluss.

3.3.2. Funktionsblock Amplitudenmodulation

Das typische Oberwellenverhalten der Röhre soll in dieser Arbeit möglichst gut und bemerkbar in das Gesamtsystem eingebracht werden. Somit soll eine Versorgungsspannung gewählt werden, welche die zweite harmonische Oberwelle der Röhre EF95 deutlich hervorhebt. Diese setzte sich bei einer Anodenspannung von 18 V sehr gut durch. Die Hervorhebung von weiteren Harmonischen ist unerwünscht, da diese aus der Perspektive eines Musikers in der Regel als störend und unangenehm empfunden werden. Daher ist die Entscheidung gefallen, die Versorgungsspannung von 9 V auf 18 V zu modulieren, um die Röhre mit besagter Spannung zu versorgen. Die Umwandlung der Spannungen wird im Kapitel 3.3.5 erläutert.

Die Röhre fungiert in erster Linie als ein Verstärker mit einem Verstärkungsgrad größer Eins. Es ist allerdings möglich, einen Verstärker so zu verschalten, dass dieser bei einem gewünschten Arbeitspunkt eine Verstärkung von genau Eins besitzt und somit Signale unmoduliert durchlässt. Dies erreicht man, indem man vor dem Verstärker das Signal mit dem Kehrwert des Verstärkungsgrades dämpft. Die Röhre EF95 hat bei einer Anodenspannung von 18 V die höchste Verstärkung bei einer Steuergitterspannung von ungefähr -850 mV. Das Verhältnis von Ausgangsspannung zur Eingangsspannung der Röhre liegt bei dieser Steuerspannung bei ungefähr sieben. Das Signal kann vor der Röhre mit einem Spannungsteiler im Verhältnis von 1:7 gedämpft werden, damit die Röhre bei einer negativen Vorspannung von -850 mV das Signal ungedämpft durchlässt. Der Eingangswiderstand soll 1 k Ω sein, aufgrund dessen wird ein Vorwiderstand mit 6 k Ω vorgeschaltet.

Die Röhre braucht eine konstante negative Vorspannung von -850 mV, um den Durchlass zu gewährleisten. Je größer die negative Vorspannung ist, desto kleiner der Verstärkungsgrad bzw. desto größer ist die Dämpfung der Röhre. Eine negative Steuerspannung soll mit der konstanten Steuerspannung summiert werden, um die gesamte Steuerspannung und somit auch die Verstärkung zu variieren. Dies wird durch den sogenannten Spannungsaddierer,

oder auch Spannungssummierer genannt, erreicht. Der Addierer wird durch eine spezielle Verschaltung eines Operationsverstärkers realisiert. Die Verschaltung wird in der folgenden Abbildung 3.3.2.1 dargestellt.

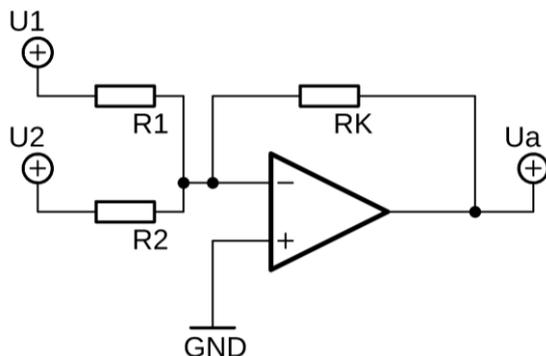


Abbildung 3.3.2.1: Schaltplan eines Spannungsaddierers

Der Strom I_K durch R_K ist die Summe aller Teilströme am invertierten Eingang. Die Formel für diese Schaltung lautet wie folgt:

$$I_K = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \quad (3.3.2.1)$$

Durch die Rückkopplung am invertierten Eingang ist die Spannung U_{RK} gleich der negativen Ausgangsspannung $-U_a$. Diese lässt sich durch den folgenden Ausdruck berechnen:

$$-U_a = \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \right) * R_K \quad (3.3.2.2)$$

Durch diese Formeln ist zu erkennen, dass wenn der Eingangswiderstand einer Eingangsspannung die gleiche Größe wie R_K hat, die Eingangsspannung eins zu eins weitergegeben wird. Somit soll an U_2 die Steuerspannung eingespeist werden und **R_2 soll gleich R_K sein. R_K soll 10 k Ω betragen.** Wenn ohne Steuerspannung am Ausgang -850 V abfallen soll, **muss die Spannung U_{RK} 850 mV betragen.** Der Strom I_K hat dann die folgende Größe:

$$I_K = \frac{850 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega} = 85 \text{ }\mu\text{A} \quad (3.3.2.3)$$

Der Widerstand R_1 muss so dimensioniert sein, dass I_1 $85 \text{ }\mu\text{A}$ sein soll, damit die an R_K durch den Strom I_1 erzeugte Spannung 850 mV beträgt. Folglich lautet die Gleichung für R_1 :

$$R_1 = \frac{9 \text{ V}}{85 \text{ }\mu\text{A}} \cong 106 \text{ k}\Omega \quad (3.3.2.4)$$

Die genannten Bedingungen werden zusammengetragen und in einer Schaltung realisiert. Diese Schaltung wird in der folgenden Abbildung 3.3.2.2 dargestellt.

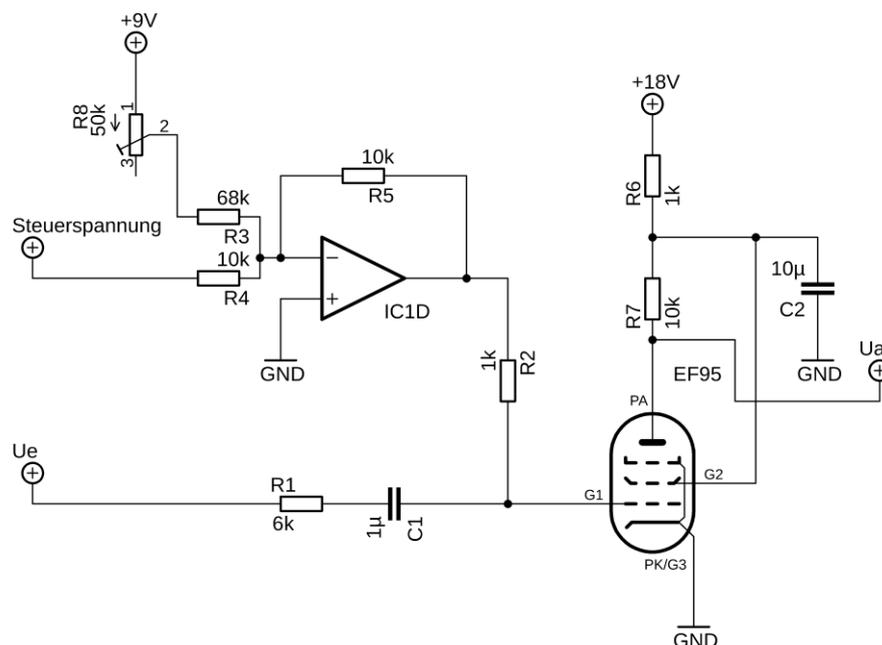


Abbildung 3.3.2.2: Funktionsblock Amplitudenmodulation

R_8 soll auf $38 \text{ k}\Omega$ eingestellt sein, um einen Widerstand von insgesamt $106 \text{ k}\Omega$ zu realisieren, da $106 \text{ k}\Omega$ keine Normgröße für Widerstände ist. R_6 und C_2 bilden zusammen einen Tiefpassfilter, da die 18 V Stromversorgung einen Rauschanteil hat, welcher gefiltert werden muss. Der Ausgang des Spannungsaddierers wird an R_2 für die Steuergitterspannung der

Röhre angeschlossen. Die Abbildung 3.3.2.2 zeigt einen Funktionsblock für eine Amplitudenmodulation, welche ohne vorhandene Steuerspannung eine negative Spannung von -850 V an der Steuergitter besitzt. Somit wird eine Verstärkung von Eins wiedergegeben. Erst bei einer vorhandenen Steuerspannung wird diese Spannung invertiert auf die konstante Gitterspannung addiert. Infolgedessen dämpft die Röhre, aufgrund der erhöhten negativen Steuergitterspannung, das Eingangssignal.

3.3.3. Funktionsblock Steereinheit

Dieser Funktionsblock hat die Aufgabe, ein Steuersignal in Abhängigkeit zum Eingangssignal für die Steuerung der Röhre und dessen Verstärkung bzw. Dämpfung zu generieren. Dieses Steuersignal hat klassischerweise die Parameter Ratio, Attack und Release. Aufgrund von technischen Problemen und Schwierigkeiten fallen in diesem Modell die Parameter Attack und Release weg. Die besagten Probleme werden in diesem Kapitel ebenfalls aufgeführt und erläutert.

Die Röhre benötigt als eine Steuerspannung eine negative Gleichspannung. Durch den Spannungsaddierer, welcher im Kapitel 3.3.2 aufgeführt und erläutert wurde, muss aufgrund der Invertierung des verschalteten Operationsverstärkers eine positive Gleichspannung anliegen. Somit muss dieser Funktionsblock eine **Eingangswechselspannung in eine Steuergleichspannung umwandeln**. Diese Umwandlung wird in dieser Arbeit mit einem **Einweg-Präzisions-Gleichrichter** erzielt. Die Schaltung dafür wird in der folgenden Abbildung 3.3.3.1 aufgeführt.

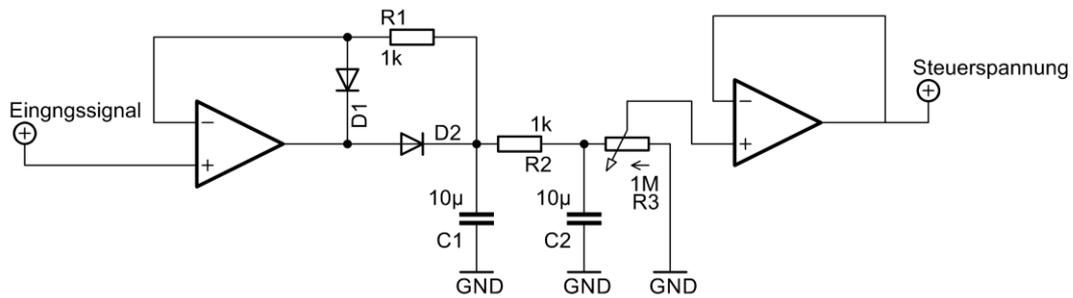


Abbildung 3.3.3.1: Funktionsblock Steuereinheit

Eine Diode lässt im Normalgebrauch ab einer Offsetspannung von ungefähr 700 mV einen Strom in die Fließrichtung durch. Diese Offsetspannung wird durch den vorgeschalteten Operationsverstärker umgangen, sodass die Diode die positiven Halbwellen des Eingangssignals immer durchlässt, während die negativen Halbwellen weiterhin gesperrt bleiben. Die positiven Halbwellen werden als nächstes tiefpassgefiltert, um das Signal möglichst gut zu glätten und daraus eine Steuergleichspannung zu gewinnen. Aus diesem Grund wird in dieser Schaltung ein Tiefpassfilter 2. Ordnung verwendet. Durch den Potentiometer R_3 soll bestimmt werden, wie viel Steuerspannung weitergegeben werden soll. Dieser Widerstand fungiert als der Parameter „Ratio“, da die Größe der Steuerspannung für den Dämpfungsgrad der Röhre verantwortlich ist.

Der Widerstand R_1 verursacht ungewollt eine doppelte Funktion. Zum einen ist der Widerstand für den Tiefpassfilter entscheidend. Allerdings ist das Bauteil auch für die Entladung der Kondensatoren und somit gleichzeitig für den „Release“ zuständig. Das Release soll im Idealfall in einem Kompressor einstellbar sein. In dieser Schaltung wurde allerdings die Release-Zeit durch den Widerstand R_1 auf einen festen Wert gelegt. Der Tiefpassfilter braucht einen großen Vorwiderstand, um auch tiefe Frequenzen des Eingangssignals am Gleichrichter gut glätten zu können. Je größer aber der Widerstand ist, desto größer ist auch die Release-Zeit des Kompressors. Kompressoren mit zu langen Release-Zeiten sind unbrauchbar, weil damit die Dämpfung nach dem Unterschreiten des Thresholds zu lange andauern und deshalb auch Signale unterhalb des Schwellenwertes gedämpft würden. Aus diesem Grund ist der Widerstand R_1 in dieser Arbeit auf 1000 Ω

festgelegt, damit die Kompression des Gerätes noch eine brauchbare Funktion erfüllt. Die saubere Glättung des Signals soll in einer anderen Stelle der Schaltung stattfinden.

Der zweite Operationsverstärker hinter dem Potentiometer R_3 dient lediglich als Impedanzwandler bzw. zur Entkopplung der Impedanzen. Wie in Kapitel 3.3.2 bereits erklärt, muss der Eingangswiderstand des Spannungsaddierers gleich dem Kopplungswiderstandes der Schaltung sein, um das Steuersignal invertiert weitergeben zu können. Würde der Eingangswiderstand in Reihe zu dem Potentiometer R_3 liegen, wäre die Eingangsbelastung am Addierer aufgrund der Reihenschaltung mit allen vorgeschalteten Bauteilen verändert gewesen. Aus diesem Grund werden die Belastungen an dieser Stelle durch den verschalteten Operationsverstärker entkoppelt, da der Eingang eines Operationsverstärkers hochohmig und der Ausgang wiederum niederohmig ist.

3.3.4. Funktionsblock Schwellspannung

Dieser Funktionsblock hat die Funktion, den Fluss des Steuersignals in Abhängigkeit der eingestellten Schwellspannung zu kontrollieren. Befindet sich das Eingangssignals unterhalb der Schwelle, soll der Steuersignalfluss unterbrochen werden. Überschreitet das Eingangssignal den Threshold, wird der Fluss des Steuersignals freigegeben. Zusammengefasst ist dieser Funktionsblock ein spannungsgesteuerter Schalter.

In einer Kompressorschaltung soll die Schwelle variabel sein. Aus diesem Grund fallen Bauteile mit festen Offsetspannungen wie Dioden und Transistoren als Schwellenwerterkenner weg. Stattdessen wird für diese Schaltung ein Operationsverstärker als sogenannter **Komparator** eingesetzt. Das Schaltbild eines Komparators wird in der folgenden Abbildung 3.3.4.1 dargestellt.

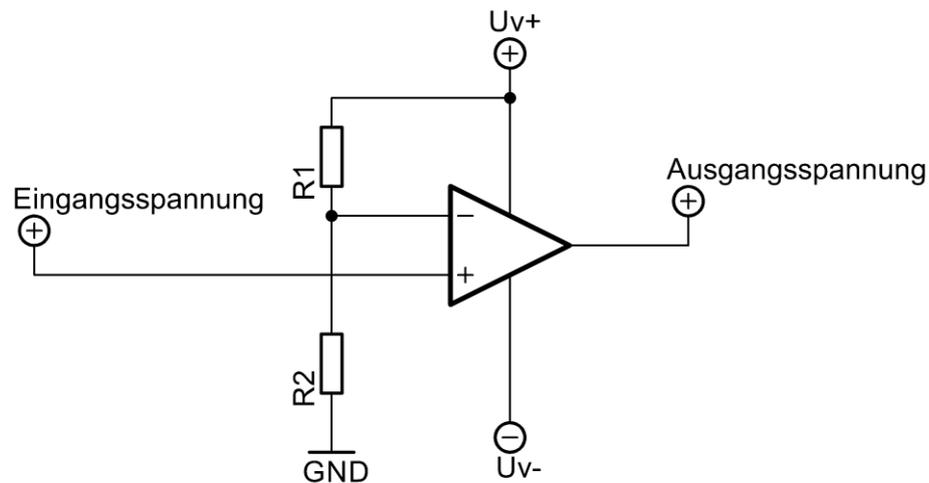


Abbildung 3.3.4.1: Schaltbild eines Komparators

Der Spannungsabfall über dem Widerstand R_2 fungiert in dieser Verschaltung des Operationsverstärkers als die Referenzspannung U_{Ref} . Somit lässt sich U_{Ref} durch die folgende Formel bestimmen:

$$U_{Ref} = U_{V+} * \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.3.4.1)$$

Solange die Eingangsspannung unter dem Wert der Referenzspannung liegt, ist die Ausgangsspannung am Operationsverstärker gleich der negativen Versorgungsspannung U_{V-} . Beim Überschreiten der Referenzspannung am Widerstand R_2 liegt am Ausgang des Verstärkers die positive Versorgungsspannung U_{V+} an. Zusammengefasst agiert der Operationsverstärker-Komparator also als ein **1-Bit-Analog-Digital-Wandler**, welcher abhängig von seinem Eingangssignal zwei Ausgangszustände annehmen kann. Diese Beziehung kann durch die folgende Formel beschrieben werden.

$$U_a = \begin{cases} U_e < U_{Ref} : U_a = U_{V-} \\ U_e > U_{Ref} : U_a = U_{V+} \end{cases} \quad (3.3.4.2)$$

In dieser Arbeit liegt die Versorgungsspannung U_{V+} und U_{V-} für den Operationsverstärker bei $\pm 9\text{ V}$, welches der zwei Zustände der Ausgangsspannung U_a entsprechen. Die Referenzspannung U_{Ref} kann durch einen variablen Widerstand zwischen dem invertiertem Eingang und Masse variiert werden. Deshalb soll der Widerstand R_2 durch ein Potentiometer ersetzt werden. Zusätzlich wird ein weiterer Widerstand R_3 zwischen R_2 und Masse geschaltet, um einen Minimalwert der Referenzspannung festzulegen. Folglich seien die Widerstände R_1 $470\text{ k}\Omega$ und R_3 $10\text{ k}\Omega$. Das Potentiometer R_2 soll den Wert $10\text{ k}\Omega$ besitzen. Sobald R_2 einen Widerstandswert von Null erreicht, wird die minimale Schwelle durch die folgende Formel beschrieben:

$$U_{Ref_{min}} = 9\text{ V} * \frac{10\text{ k}\Omega}{470\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = 187,5\text{ mV} \quad (3.3.4.3)$$

Ist der Potentiometer auf seinem maximalen Wert von $10\text{ k}\Omega$ eingestellt, so lautet die größte Referenzspannung:

$$U_{Ref_{max}} = 9\text{ V} * \frac{10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega}{470\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = 367,3\text{ mV} \quad (3.3.4.4)$$

Der Komparator soll mit seinen zwei Ausgangszuständen den Fluss für das Steuersignal sperren bzw. freigeben. Dies wird durch die Verschaltung eines MOSFETs realisiert. Für diese Schaltung wird das Modell *BS170* verwendet. Dieser Transistor arbeitet am Gate mit einer Offsetspannung von 3 V . Die zwei möglichen Ausgangsspannungen des Komparators von $\pm 9\text{ V}$ würden den Fluss der Steuerspannung sperren bzw. freigeben.

Da die Versorgungsspannung U_{V+} und die Referenzspannung U_{Ref} jeweils eine Gleichspannung ist, muss das Eingangssignal U_e , welches eine Wechselspannung ist, in eine Gleichspannung umgewandelt werden, da sonst der Komparator durch den Vergleich einer Wechsel- mit einer Gleichspannung seinen Ausgangszustand in einer hohen Frequenz ändern würde. Aus diesem Grund wird für diese Schaltung das Eingangssignal, wie im

Funktionsblock Steuerspannung, gleichgerichtet und geglättet. Die Gleichrichterschaltung ist identisch der in Kapitel 3.3.3 verwendeten Schaltung.

Die Verschaltung des Komparators mit dem Transistor und dem Gleichrichter wird in der folgenden Abbildung 3.3.4.2 gezeigt.

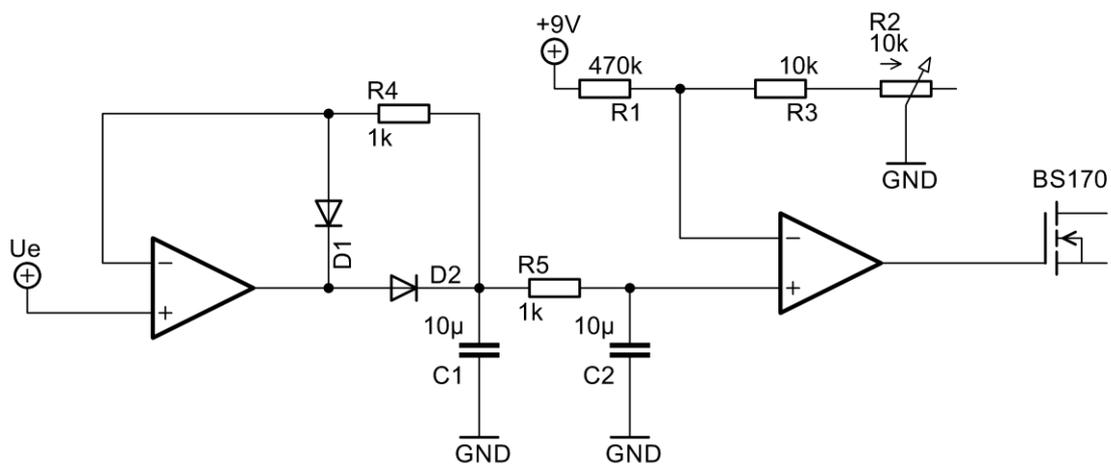


Abbildung 3.3.4.2: Funktionsblock Schwellspannung

3.3.5. Schaltspannungsregler

Der Kompressor soll mit einem handelsüblichen 9 V Netzteil betrieben werden, um den Einsatz des Gerätes ohne die Verwendung von speziell entworfenen Netzgeräten garantieren zu können. Um die nötigen Versorgungsspannungen der Röhre und des Operationsverstärkers von 18 V und -9 V zu generieren, wird ein Schaltspannungsregler verwendet. Das in dieser Arbeit verwendete Modell lautet *ICL7660*. Alle angegebenen Daten und beschriebenen Funktionen des Schaltspannungsreglers werden aus dem Datenblatt des *ICL7660* entnommen [Anhang A.3].

Dieses Bauteil erzeugt durch die anliegende Spannung U_{V+} eine gesonderte oszillierende Rechteckspannung U_{pump} , dessen Amplitude gleich der Eingangsspannung ist. Diese Spannung kann in Kombination mit ihrer äußeren Verschaltung am Schaltregler als ein **Abwärts-Wandler** oder ein **Aufwärts-Wandler** eingesetzt werden. Ebenfalls wird der Regler auch als Konversion einer positiven Spannung in eine negative Spannung verwendet, um Bauteile wie zum Beispiel einen Operationsverstärker mit einer positiven und negativen Versorgungsspannung betreiben zu können. In diesem Fall spricht man von einem **invertierenden Wandler**. Da die Versorgungsspannung von 9 V sowohl auf 18 V als auch auf -9 V umgewandelt werden muss, wird in diesem Teilkapitel der Aufwärts-Wandler und der invertierende Wandler erörtert.

Der Aufwärts-Wandler soll für die Kompressorschaltung die angelegte Spannung U_{V+} verdoppeln. Für diesen Fall gibt es eine spezielle Verschaltung eines Schaltspannungsreglers. Dabei handelt es sich um die sogenannte positive **Spannungsverdopplung**. Die Schaltung für die Verdopplung der Spannung ist in der folgenden Abbildung 3.3.5.1 abgebildet.

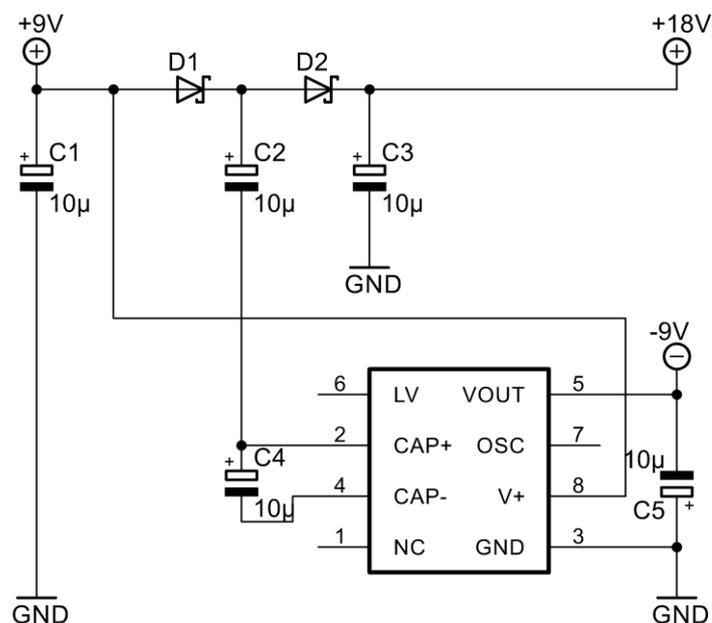


Abbildung 3.3.5.1: Verschaltung des Schaltreglers für Spannungsdoppler und Invertierer

Die aus Pin 2 gewonnene oszillierende Spannung U_{pump} verursacht über C_1 den folgenden Spannungsabfall:

$$U_{C_1} = U_{pump} - U_{D_1} = U_{V+} - U_{D_1} \quad (3.3.5.1)$$

Die über C_1 abfallende Spannung U_{C_1} und die Versorgungsspannung U_{V+} wird durch die Diode D_2 weitergegeben, sodass am Kondensator C_2 die folgende Spannung abfällt:

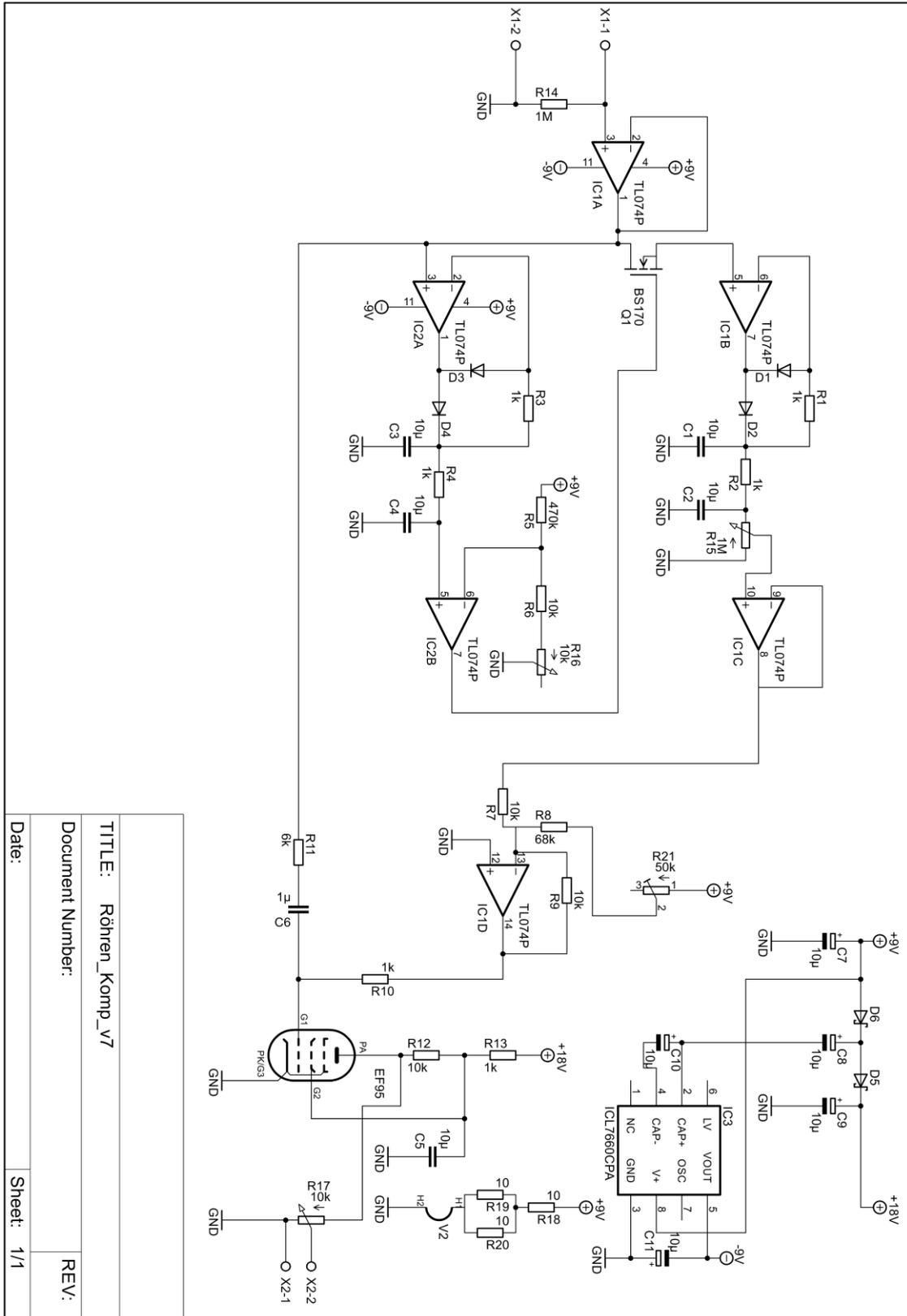
$$U_{C_2} = U_{C_1} + U_{V+} - U_{D_2} \quad (3.3.5.2)$$

Unter der Berücksichtigung, dass U_{D_1} gleich U_{D_2} ist, ergibt sich für U_{C_2} und die gewünschte Ausgangsspannung der Gesamtausdruck:

$$U_{C_2} = U_{out} = 2 * (U_{V+} - U_D) \quad (3.3.5.3)$$

Der Pin 5 des Schaltreglers gibt die invertierte Eingangsspannung heraus. Somit liegt an dem Ausgang eine Spannung von -9 V an.

3.3.6. Gesamtschaltung des Röhrenkompressors



TITLE: Röhren_Komp_v7	REV:
Document Number:	
Date:	Sheet: 1/1

Abbildung 3.3.6.1: Gesamtschaltung des Röhrenkompressors

In den Kapiteln 3.3.2, 3.3.3 und 3.3.4 wurden alle Funktionsblöcke behandelt, und Schaltpläne der Blöcke erstellt. Die Gesamtschaltung des Kompressors besteht dementsprechend aus der Verschaltung aller Funktionsblöcke nach dem Schema des im Kapitel 3.3.1 aufgeführten Blockschaltbildes.

IC2A und *IC2B* bilden zusammen den Threshold für den Eingang des Gleichrichters am Funktionsblock Steuersignal. So wird erst ab einer durch R_{16} eingestellten Schwellspannung ein Steuersignal erzeugt. Durch den Potentiometer R_{15} kann bestimmt werden, wie hoch die Steuerspannung am Spannungsaddierer *IC1D* und somit auch Steuergitter der Röhre EF95 abfallen soll. Somit fungiert der Widerstand in dieser Schaltung als „Ratio“, welche den Grad der Dämpfung des Kompressors bestimmt. Der untere Strang der Schaltung bildet den tatsächlichen Signalfluss des Eingangssignals, welches in der Röhre durch die oben erzeugte Steuerspannung moduliert wird.

Das Modell *TL074* besteht aus insgesamt vier *TL071* Operationsverstärkern. Da in dieser Schaltung insgesamt sechs Verstärker zum Einsatz kommen, werden zwei *TL074* verwendet. Pro Bauteil wird jeweils nur eine positive und eine negative Spannungsversorgung benötigt, sodass in der Schaltung am *IC1A* und *IC1B* jeweils eine Spannungsversorgung anliegt. Man könnte auch statt einem zweiten *TL074* einen *TL072* mit zwei Operationsverstärkern pro Bauteil verwenden. Die in dieser Arbeit beschriebene Schaltung des Röhrenkompressors ist allerdings ein Prototyp, für den gewisse Parameter, wie Attack und Release, technisch noch nicht realisiert und optimiert wurden. Aus diesem Grund sollen zwei freie Operationsverstärker für eventuelle Nachbesserungen und Modifikationen bereitgestellt werden.

V2 stellt die Heizung der Röhre EF95 dar. Die Betriebsspannung V_H der Heizung liegt laut Datenblatt bei 6,3 V mit einem Betriebsstrom I_H von 0,175 A [Anhang A.1]. Bei einer Versorgungsspannung U_{V+} von 9 V muss ein Vorwiderstand R_H geschaltet werden. Die Größe des Widerstandes lässt sich berechnen durch:

$$R_H = \frac{9V - 6,3V}{0,175A} = 15,43 \Omega \quad (3.3.6.1)$$

Der Widerstandswert wird auf 15 Ω abgerundet. Dieser Wert wird durch eine Reihenschaltung von einem 10 Ω und zwei parallelgeschalteten 10 Ω Widerständen realisiert.

Um die Eingangsimpedanz von der restlichen Schaltung zu entkoppeln, wird am Eingang ein Operationsverstärker als ein Impedanzwandler verwendet. Die Pins X1 und X2 sind jeweils die Eingangs- und Ausgangspins des Kompressors.



Abbildung 3.3.6.2 (links): Prototyp des Röhrenkompressors (Vorderseite)

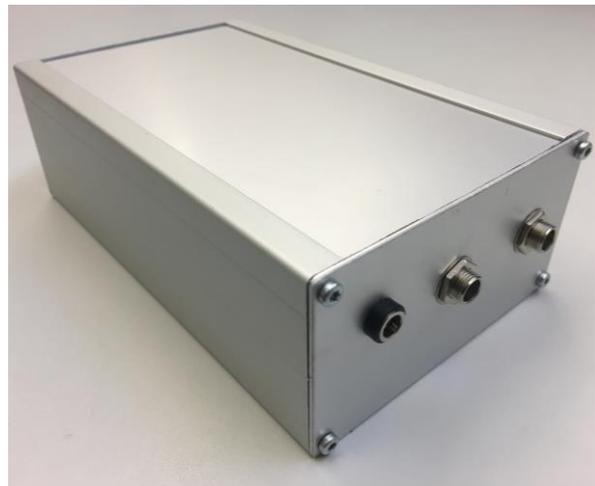


Abbildung 3.3.6.3 (rechts): Prototyp des Röhrenkompressors (Rückseite)

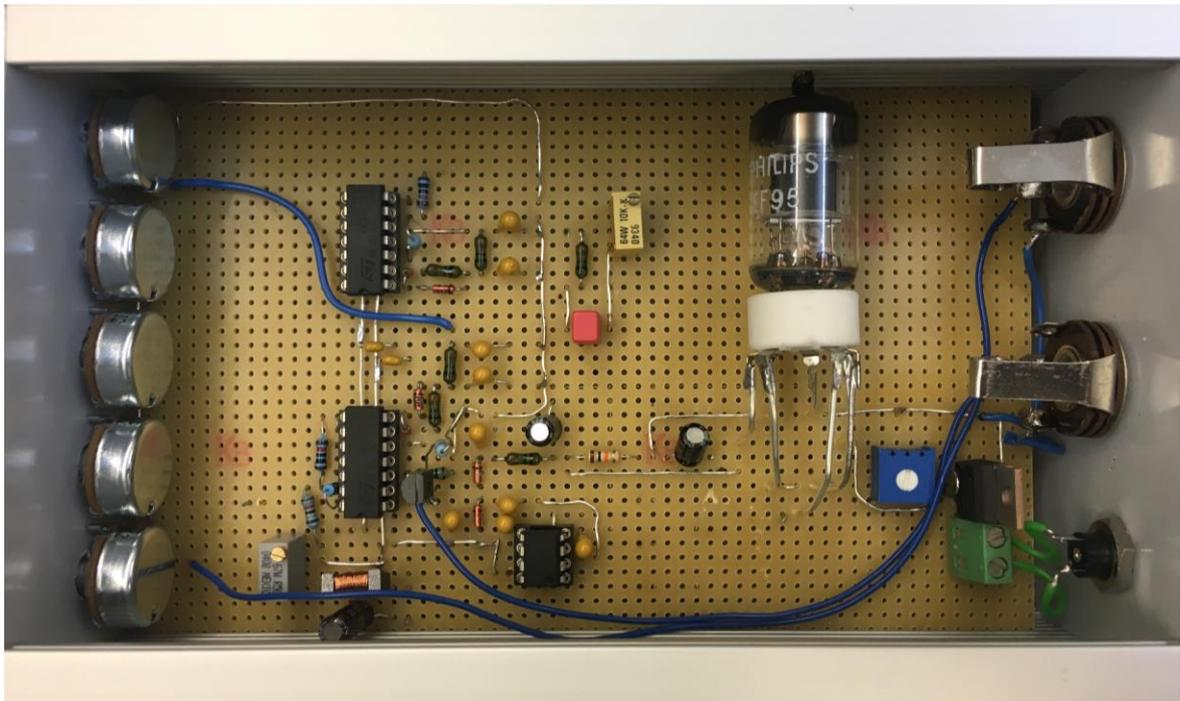


Abbildung 3.3.6.4: Platine des Röhrenkompressors

3.3.7. Vermessung und Signalbeispiele

In diesem Teilkapitel werden Funktionalität und Eigenschaften des selbstentworfenen Röhrenkompressors messtechnisch untersucht. Für die Messungen im Zeitbereich wird ein Sinussignal mit variablen Amplituden verwendet. Um die Frequenzabhängigkeit der Kompression darzustellen, werden zwei verschiedene Frequenzen gefahren: 200 Hz und 1000 Hz. Die Dämpfung des Effektgerätes soll ein Verhältnis von 2:1 haben. Die folgenden Abbildungen 3.3.7.1 und 3.3.7.2 zeigen das Ausgangssignal des Kompressors in Abhängigkeit des Eingangssignals.

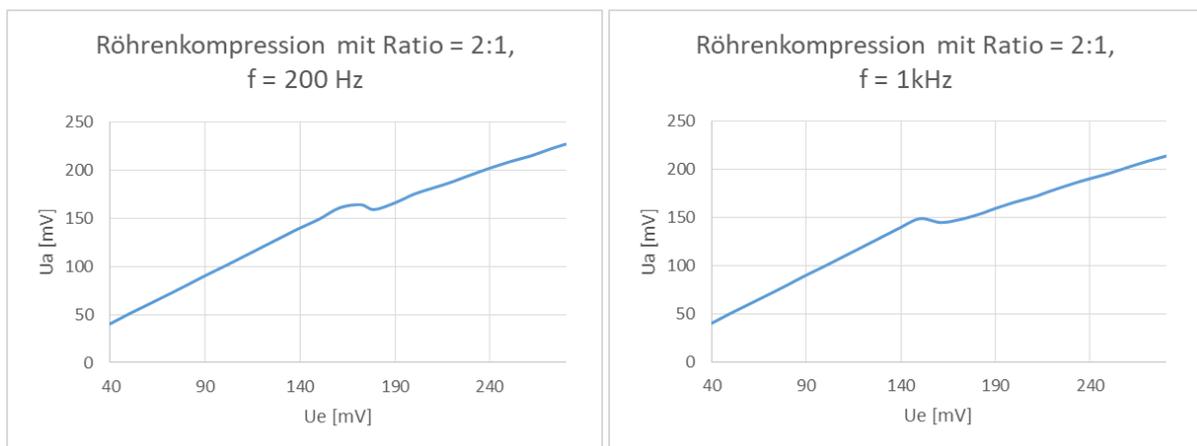


Abbildung 3.3.7.1: Röhrenkompression mit $f = 200 \text{ Hz}$ **Abbildung 3.3.7.2:** Röhrenkompression mit $f = 1 \text{ kHz}$

Die Abbildungen zeigen, dass der Kompressor ab dem eingestellten Threshold greift und das Eingangssignal mit der gewünschten Ratio dämpft. Allerdings erkennt man anhand des Knicks in beiden Verläufen, dass das Effektgerät noch nicht ideal verschaltet wurde. Die Zunahme der Steuerspannung fängt nach dem Erreichen der Schwellspannung nicht bei null Volt an. Sie nimmt ab dem Threshold den Pegel der, am Gleichrichtereingang liegenden Eingangsspannung an, sodass durch die plötzlich erzeugte Steuerspannung der Arbeitspunkt und somit die Verstärkung der Röhre schlagartig verändert wird. Je größer die eingestellte Ratio ist, desto deutlicher sind der Knick und auch die Pegeldifferenzen um den Bereich des Thresholds. Der ideale Kompressor soll beim Erreichen der Schwelle jedoch eine Dämpfung von Null besitzen.

Bei weiteren Messungen für höhere Spannungspegel wurde festgestellt, dass die Röhre mit einer Anodenspannung von 18 V bezüglich der Dämpfung an seine Grenzen kommt. Die Röhre musste, wie in Kapitel 3.3.2 beschrieben, bei gegebener Anodenspannung durch die Steuergitterspannung auf einen geeigneten Arbeitspunkt gebracht werden, um möglichst lange im linearen Bereich bleiben zu können. Die Linearität wird allerdings relativ schnell verlassen, sodass bei einer Steuergitterspannung von ungefähr $-1,5 \text{ V}$ die Verstärkung der Röhre in die maximale Sättigung eintritt. Dadurch dämpft das Gerät nicht mehr relativ zu seinem Eingangssignal und agiert ab diesem Punkt als ein Limiter. Das Verhalten der Sättigung wird in der folgenden Abbildung 3.3.7.3 dargestellt.

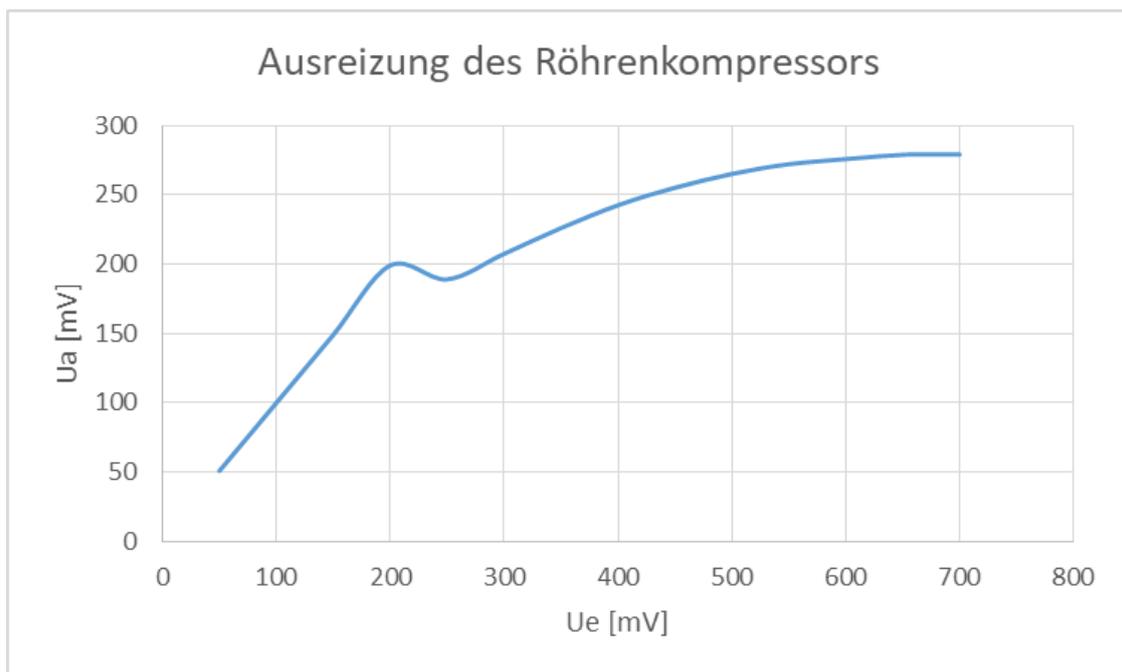


Abbildung 3.3.7.3: Ausreizung des Röhrenkompressors

In dieser Messung wurde das Gerät mit einem Threshold von 2:1 und einem Threshold bei 200 mV eingestellt.

Zwischen 250 mV und 400 mV erfolgt die Dämpfung des Kompressors einigermaßen linear. Bei höheren Pegeln nimmt die Dämpfung mit zunehmendem Eingangspegel zu, sodass sich die Ausgangsspannung einem maximalen Wert von ungefähr 280 mV annähert. Mit sinkender Ratio steigt der Grenzwert des Limiterverhaltens.

Ab der Sättigung wird nur die positive Halbwelle des Eingangssignals deutlich gedämpft, wodurch es zu einer asymmetrischen Verzerrung des Eingangssignals kommt. Asymmetrische Verzerrungen erzeugen in der Regel Oberwellen im zweiten Harmonischen [6]. Die Verzerrung des Eingangssignals und das dazugehörige FFT werden in der folgenden Abbildung 3.3.7.4 gezeigt.

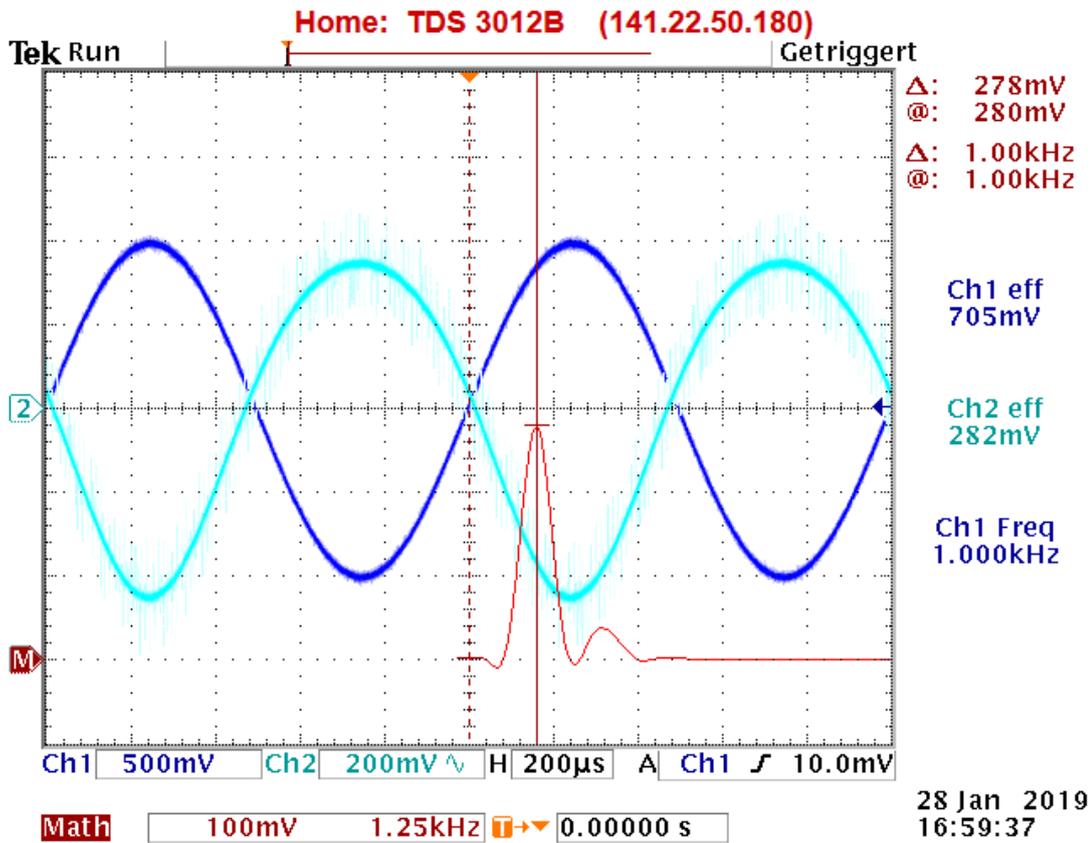


Abbildung 3.3.7.4: Verzerrung und 2. Harmonische des Röhrenkompressors

Channel 1 zeigt die anliegende Eingangsspannung und Channel 2 stellt das Ausgangssignal dar. Es ist deutlich zu erkennen, dass die positive Halbwelle des Ausgangssignals verzerrt ist. Der rote Graph im Screenshot zeigt den FFT für Channel 2. Hier sieht man deutlich, dass zusätzlich zur Grundfrequenz 1 kHz die zweite Harmonische aufgrund der asymmetrischen Verzerrung hinzugekommen ist. Diese Verzerrung hat soweit keine unerwünschten Nebeneffekte, da die zweite Harmonische bei Musikern in der Regel als „schön“ und „warm“ betrachtet werden. Es sind lediglich die Limitereigenschaften, die unerwünscht sind.

Ein weiterer Screenshot zeigt das Oberwellenverhalten bei einer Dämpfung des Kompressors im linearen Bereich. Das Messergebnis wird in der folgenden Abbildung 3.3.7.5 dargestellt.

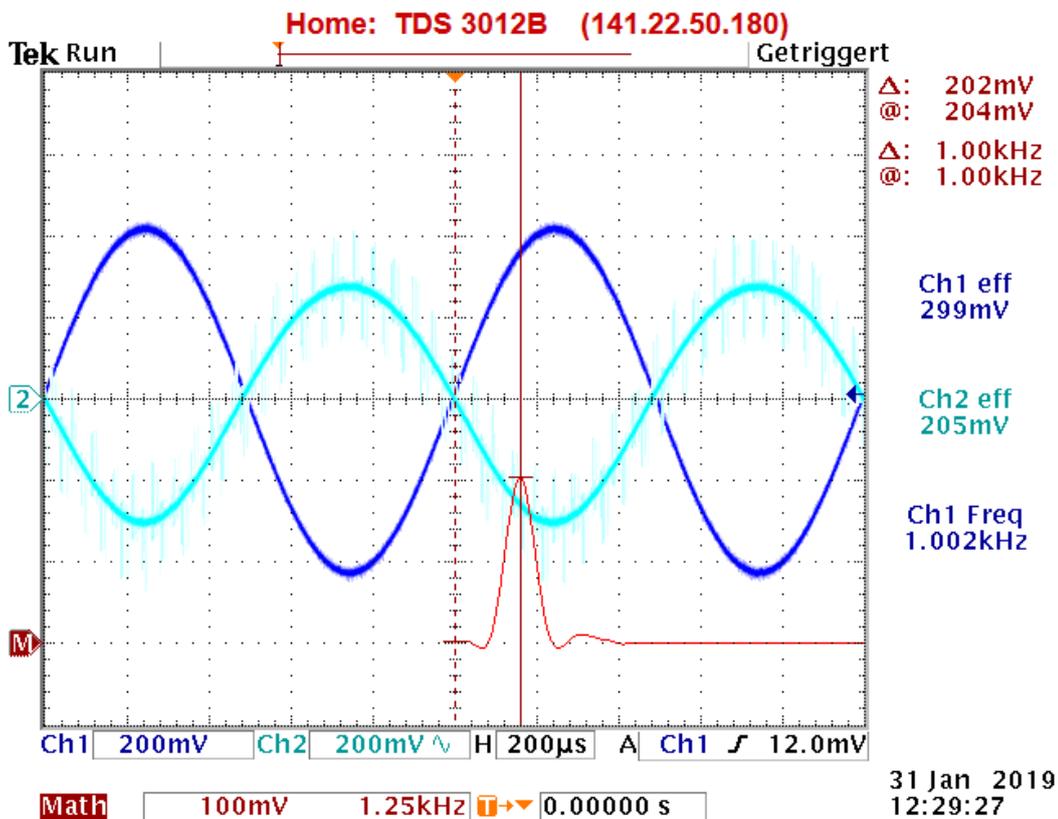


Abbildung 3.3.7.5: Röhrenkompression und FFT im linearen Bereich

Die zweite harmonische Oberwelle setzt sich bei weitem nicht so gut durch, wie in der nichtlinearen Kompression des Effektgerätes. Das Signal wird nicht verzerrt und sie wird mit einem gedämpften Spannungspegel weitergegeben. So kommt die typische Röhrencharakteristik in einer gleichmäßigen Kompression nicht zur Geltung.

Section 4 **TECHNISCHER VERGLEICH**

In diesem Kapitel werden ausführlich die Transistorschaltung aus dem Teilkapitel 3.1 und die röhrenbasierte Lösung aus dem Teilkapitel 3.3 miteinander verglichen. Der Vergleich beider Schaltungen findet hauptsächlich auf der elektrotechnischen Ebene statt. Schaltungsdesigns beider Lösungen werden gegenüber gestellt, und Vorteile und Nachteile werden erfasst und dokumentiert. Dies wird erreicht, indem man insbesondere beschreibt, welche Bedingungen der Funktionsblock Amplitudenmodulation beider Schaltungen benötigen, um ein Signal durchzulassen bzw. zu dämpfen, da die Verschaltung und Zusammensetzung aller vorangegangenen Funktionsblöcken von diesen Bedingungen abhängig ist. Der Vergleich findet rein objektiv statt, ohne die Absicht eine Bewertung der Kriterien vorzunehmen.

4.1. Amplitudenmodulation

Die Amplitudenmodulation besitzt in der Regel zwei Eingänge und einen Ausgang. Die zwei Eingänge sind notwendig, damit ein Signal in Abhängigkeit des anderen Signals moduliert werden kann. Der Transistorkompressor arbeitet in der Amplitudenmodulation mit einer Kombination aus einem Transkonduktanzverstärker, oder auch OTA (Operational-Transconductance-Amplifier) genannt, und einem Operationsverstärker. Dabei wird der Ausgang des Transkonduktanzverstärkers auf den invertierten Eingang des Operationsverstärkers verschaltet. Der OTA gilt dabei als der Eingang des Steuersignals, welches dieses nutzt, um eine Steuerspannung für die Modulation des am positiven Eingang des Operationsverstärkers liegenden Signals auszugeben. Die Röhre hat im Vergleich zur Transistorschaltung den Vorteil, dass sie bereits einen separaten Eingang für ein Steuersignal besitzt. Durch die Veränderung der Steuergitterspannung kann direkt die Verstärkung der Röhre bestimmt bzw. verändert werden. Somit müssen im Dämpfungselement der Röhrenschaltung nicht mehrere Elektronikbauteile miteinander verschaltet werden, um ein Eingangssignal zu modulieren. Der Nachteil der Röhre liegt wiederum in seiner Nichtlinearität.

Sie kann ein Signal nur bis zu einem bestimmten Arbeitspunkt gleichmäßig dämpfen. Verlässt sie die Linearität, so verändert sich auch das Kompressorverhalten der Gesamtschaltung, und nähert sich dem Verhalten eines Limiters an.

Der Transkonduktanzverstärker arbeitet mit einem Steuerstrom anstatt einer Steuerspannung. Deshalb muss die gleichgerichtete Eingangsspannung in einen Steuerstrom umgewandelt werden. Die Röhre hingegen arbeitet nur mit Spannungen, sodass Spannungen nicht in Ströme übertragen werden müssen.

4.2. Versorgungsspannungen

Ein Nachteil der Röhre liegt an ihrem Arbeitspunkt der Steuergitterspannung. Dieser benötigt zusätzlich zu seiner Anodenspannung eine konstante negative Spannungsversorgung und eine Dämpfung des Eingangssignals in Form eines Spannungsteilers, um den Durchlass des Eingangssignals mit einer Verstärkung von Eins zu realisieren. Dadurch muss eine bereits existierende Versorgungsspannung mit einer Steuerspannung vermischt werden, um den Arbeitspunkt und somit auch die Verstärkung zu verändern. Deshalb ist die zusätzliche Verschaltung eines Operationsverstärkers als Spannungsaddierer und somit auch die größere Menge von Bauteilen zwingend notwendig.

Ein weiterer Nachteil der Röhre liegt in ihrer hohen Anodenspannung. Selbst das Modell EF95, welches bereits in seiner Baugruppe ein Modell ist, die mit einer verhältnismäßig sehr geringen Spannung arbeiten kann, muss mit 18 V betrieben werden, um gewünschte Charakteristiken der Röhre hervorheben zu können. Eines der Ziele dieser Arbeit ist es aber wiederum, ein Effektgerät herzustellen, das mit einem handelsüblichen 9 V Netzgerät betrieben werden kann. Aus diesem Grund muss zusätzlich ein Schaltspannungsregler verschaltet werden, um gewünschte Spannungen erreichen zu können. Der Transistorkompressor hingegen benötigt keine zusätzlichen Versorgungsspannungen, sodass das Gerät mit 9 V in Betrieb genommen werden kann.

Die Spannungsversorgungen der Operationsverstärker beider Schaltungen unterscheiden sich lediglich in den Arbeitspunkten. Der OP-Amp des Transistorkompressors wird mit einer positiven Spannung von 9 V versorgt, und die negative Spannungsversorgung wird an Masse angeschlossen. Der Arbeitspunkt wird durch eine zusätzliche Verschaltung erreicht, indem man durch einen Spannungsteiler mit zwei gleich großen Widerständen die Versorgungsspannung auf 4,5 V halbiert. Diese Spannung wird an den positiven Eingang des Operationsverstärkers gelegt, sodass der Arbeitspunkt der Schaltung auf 4,5 V liegt. In der Röhrenschaltung wird bereits ein Schaltspannungsregler verwendet, um die Versorgungsspannung von 9 V auf 18 V zu modulieren. Dieses Bauteil soll ebenfalls dafür verwendet werden, um aus einer positiven eine negative Versorgungsspannung von -9 V zu erzeugen. Durch eine Versorgung von ± 9 V an den Operationsverstärkern ist der Arbeitspunkt automatisch auf 0 V gelegt. Somit ist die Arbeitspunkteinstellung im Röhrenkompressor durch den Einsatz des Schaltreglers nicht notwendig.

4.3. Attack und Release

Die Schaltung für die Parameter Attack und Release sollten ursprünglich aus der Schaltung der transistorbasierten Lösung baugleich übernommen werden. Beim Aufbau dieser Schaltung ist allerdings aufgefallen, dass die Veränderung der Widerstände für die genannten zwei Größen ein Impedanzproblem darstellt. Durch das Variieren der Attack- und Releasezeiten wird auch der Pegel des Steuersignals beeinflusst. Somit bestimmen die Regler der beiden Parameter gleichzeitig auch die Ratio des Kompressors. Durch die fehlenden zwei Größen ist der Röhrenkompressor in dieser Arbeit in einem unvollendeten Zustand. Durch die in Kapitel 3.3.5 gezeigte verschaltete Steuerschaltung ist die Attackzeit auf null Sekunden festgesetzt worden. Die Entladezeit der Kondensatoren, oder auch die Releasezeit wird in dieser Schaltung durch den Widerstand R_1 festgelegt. Hier kann die Releasezeit nicht auf null Sekunden reduziert werden, da der Widerstand R_1 für den Tiefpass 2. Ordnung des Steuersignals zwingend notwendig ist.

Section 5 **FAZIT**

Der Bau einer Kompressorschaltung mit einer Röhre als Dämpfungselement und die Gegenüberstellung zur Transistorschaltung bietet Einblicke in die Funktionalität der Effektgeräte. Folglich kann beurteilt werden, ob der Einsatz besagter Technologien im Dämpfungselement sich als sinnvoll erweist oder nicht. Die Messungen der röhrenbasierten Kompressorschaltung zeigten, dass die Verwendung einer Röhre in der Amplitudenmodulation des Effektgeräts nicht gänzlich die Funktionen eines Kompressors erfüllt. Der Kompressor muss, anders als bei klassischen Verstärkerstufen und Verzerrern, zwingend im linearen Bereich arbeiten. Nur so kann durch die Variierung der Steuerspannung genau bestimmt werden, mit welcher Änderungsrate und welchem Verhältnis die Röhre Signale modulieren soll. Der lineare Bereich der Röhre EF95 ist allerdings verhältnismäßig schmal, sodass eine gleichmäßige Kompression über größere Arbeitspunktbereiche nicht gegeben ist. Durch Variationen der Röhrenmodelle und Anodenspannungen kann die Linearität weitestgehend erweitert werden. Allerdings setzen sich im linearen Bereich die charakteristischen und harmonischen Oberwellen der Röhre nicht signifikant durch, da das Eingangssignal überwiegend verzerrungsfrei verstärkt und wiedergegeben wird. Anhand dieser Erkenntnis ist der Einsatz von Transistoren als Amplitudenmodulation geeigneter. Sie garantieren bei nahezu gleichen Bedingungen einen großen linearen Raum für gleichmäßige Verstärkung. Verglichen zu der Röhre benötigen sie deutlich geringere Versorgungsspannungen und haben zusätzlich einen besseren Wirkungsgrad. Hinzu kommt, dass die Größe der Transistoren sehr klein und somit platzsparend ist.

Der in dieser Arbeit erstellte Prototyp komprimiert bis zu einem gewissen Arbeitspunkt Signale mit einer konstanten und gleichmäßigen Dämpfung. Sobald er die Linearität verlässt, verändert sich das Verhalten der Kompression durch die auftretende Sättigung zu einem Limiter mit röhrencharakteristischem Klang. Die Röhre kann somit als eine hybride Kompressor-Limiterschaltung betrachtet werden. Diese Funktion hat durchaus praktische Anwendungen, um zum Beispiel die Dynamik in einem bestimmten Bereich zu reduzieren

und gleichzeitig unerwünschte Pegelspitzen zu eliminieren. Dadurch muss nicht im Vorhinein eine große Ratio eingestellt werden, um Spitzenwerte zu begrenzen, ohne dabei die Gesamtdynamik des Signals zu beeinträchtigen.

Zusammengefasst ist aus technischer Sicht die Funktionsweise der Röhre überholt und wurde im Laufe der Zeit zurecht durch den Transistor abgelöst. Lediglich die Klangcharakteristik der Röhre ist in der künstlerischen Ebene und aus subjektiver Perspektive ausschlaggebend für die Weiterverwendung des Bauteils. Um Röhrenimpulsantworten in das Gesamtsystem zu falten ist es demnach ratsam, die Röhre in einem festen Arbeitspunkt mit erwünschten Oberwellenverhalten einzustellen, und diese als reine Reihenschaltung in die Gesamtschaltung einzubinden. Dadurch ist die Kontrolle der Funktionalität durch die Linearität der verwendeten Bauteile gewährleistet.

Die erstellte Kompressorschaltung mit Röhrentechnologie bedarf noch einiger Weiterentwicklung und Verbesserungen, da das Gerät in keiner Weise einen voll funktionstüchtigen Kompressor darstellt. Es ist lediglich ein Prototyp, der die Hauptfunktion erfüllt, ein Eingangssignal in seiner eigenen Abhängigkeit zu dämpfen. Ein Großteil der Parameter wurde erfolgreich implementiert, und erfüllt ihre Funktionen. Die Regler für Attack- und Releasezeiten, sowie die Steuerspannungsentwicklung der Dämpfung müssen im Nachtrag noch weiter bearbeitet und integriert werden, um eine vollwertige Kompressorschaltung zu generieren. Dennoch ermöglichte das unvollendete Gerät den Vergleich zwischen Kompressoren mit transistor- und röhrenbasierten Lösungen. Auswertungen der Messergebnisse zeigten, dass die Röhre als Dämpfungselement für eine Kompressorschaltung aus technischer Sicht ungeeignet ist. Der künstlerische Aspekt soll jedoch nicht vernachlässigt werden, den Einsatz eines Röhrenkompressors zu rechtfertigen.

Ende

Anhang

A.1: EF95 Datenblatt

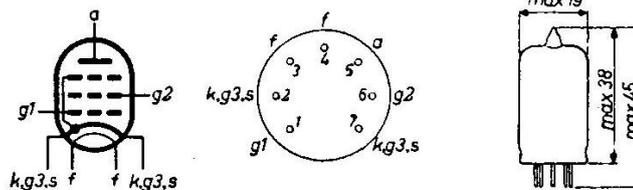
PHILIPS

EF 95

PENTODE for use as H.F. amplifier
 PENTHODE pour utilisation en amplificatrice H.F.
 PENTHODE zur Verwendung als H.F. Verstärker

Heating: indirect by A.C. or D.C.; parallel supply
 Chauffage: indirect par C.A. ou C.C.; $V_f = 6,3$ V
 alimentation en parallèle $I_f = 0,175$ A
 Heizung: indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom; Parallelspeisung

Dimensions in mm Base
 Dimensions en mm Culot
 Abmessungen in mm Sockel Miniature



Capacitances (with external shield) $C_{ag1} < 0,02$ pF
 Capacités (avec blindage extérieur) $C_a = 2,8$ pF
 Kapazitäten (mit äusserer Abschirmung) $C_{g1} = 4,0$ pF

Typical characteristics
 Caractéristiques types
 Kenndaten

V_a	=	120	180 V
V_{g2}	=	120	120 V
R_k	=	200	200 Ω
I_a	=	7,5	7,7 mA
I_{g2}	=	2,5	2,4 mA
S	=	5,0	5,1 mA/V
R_i	=	0,34	0,69 M Ω
R_{eq}	=	2	2 k Ω
r_{g1} (50 Mc/s)	=	25	25 k Ω

12.12.1952
 939 4083

1.

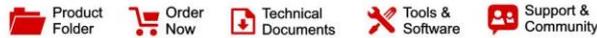
EF 95

PHILIPS

Limiting values
Caractéristiques limites
Grenzdaten

V_{ao}	= max.	300 V
V_a	= max.	180 V
W_a	= max.	1,7 W
V_{g2o}	= max.	300 V
V_{g2}	= max.	140 V
W_{g2}	= max.	0,5 W
I_k	= max.	18 mA
V_{kf}	= max.	90 V

A.2: TL074 Datenblatt



TL071, TL071A, TL071B
 TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL072M, TL074M
 SLOS080N – SEPTEMBER 1978 – REVISED JULY 2017

TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% (Typical)
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (Typical) at $f = 1 \text{ kHz}$
- High-Input Impedance: JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ (Typical)
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

2 Applications

- Motor Integrated Systems: UPS
- Drives and Control Solutions: AC Inverter and VF Drives
- Renewables: Solar Inverters
- Pro Audio Mixers
- DLP Front Projection System
- Oscilloscopes

3 Description

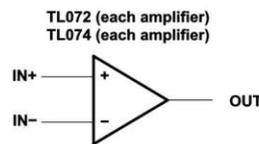
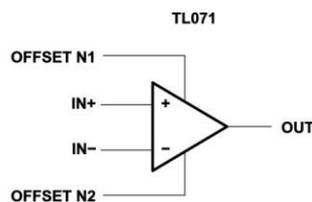
The TL07xx JFET-input operational amplifiers incorporate well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low-input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. The low harmonic distortion and low noise make the TL07x series ideally suited for high-fidelity and audio pre-amplifier applications. The TL071 device has offset pins to support external input offset correction.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TL07xxD	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm
TL07xxJG	CDIP (8)	9.59 mm × 6.67 mm
TL074xJ	CDIP (14)	19.56 mm × 6.92 mm
TL07xxP	PDIP (8)	9.59 mm × 6.35 mm
TL07xxPS	SO (8)	6.20 mm × 5.30 mm
TL074xN	PDIP (14)	19.3 mm × 6.35 mm
TL074xNS	SO (14)	10.30 mm × 5.30 mm
TL07xxPW	TSSOP (8)	4.40 mm × 3.00 mm
TL074xPW	TSSOP (14)	5.00 mm × 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

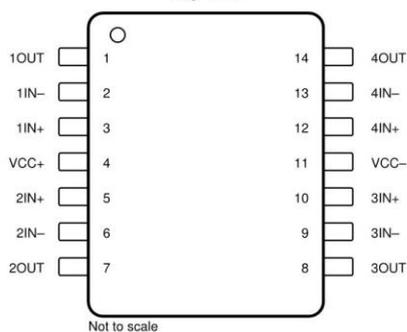
Logic Symbols



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

TL074 D, N, NS, PW, J, and W Packages
 14-Pin SOIC, PDIP, SO, TSSOP, CDIP and CFP
 Top View



Not to scale

Pin Functions: TL074x

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
1IN-	2	I	Inverting input
1IN+	3	I	Noninverting input
1OUT	1	O	Output
2IN-	6	I	Inverting input
2IN+	5	I	Noninverting input
2OUT	7	O	Output
3IN-	9	I	Inverting input
3IN+	10	I	Noninverting input
3OUT	8	O	Output
4IN-	13	I	Inverting input
4IN+	12	I	Noninverting input
4OUT	14	O	Output
V _{CC-}	11	—	Power supply
V _{CC+}	4	—	Power supply

ICL7660, ICL7660A
CMOS Voltage Converters

FN3072
Rev.7.00
Oct 5, 2010

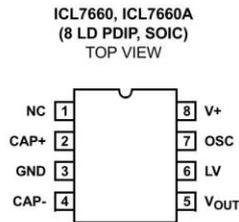
The Intersil ICL7660 and ICL7660A are monolithic CMOS power supply circuits which offer unique performance advantages over previously available devices. The ICL7660 performs supply voltage conversions from positive to negative for an input range of +1.5V to +10.0V resulting in complementary output voltages of -1.5V to -10.0V and the ICL7660A does the same conversions with an input range of +1.5V to +12.0V resulting in complementary output voltages of -1.5V to -12.0V. Only 2 noncritical external capacitors are needed for the charge pump and charge reservoir functions. The ICL7660 and ICL7660A can also be connected to function as voltage doublers and will generate output voltages up to +18.6V with a +10V input.

Contained on the chip are a series DC supply regulator, RC oscillator, voltage level translator, and four output power MOS switches. A unique logic element senses the most negative voltage in the device and ensures that the output N-Channel switch source-substrate junctions are not forward biased. This assures latchup free operation.

The oscillator, when unloaded, oscillates at a nominal frequency of 10kHz for an input supply voltage of 5.0V. This frequency can be lowered by the addition of an external capacitor to the "OSC" terminal, or the oscillator may be overdriven by an external clock.

The "LV" terminal may be tied to GROUND to bypass the internal series regulator and improve low voltage (LV) operation. At medium to high voltages (+3.5V to +10.0V for the ICL7660 and +3.5V to +12.0V for the ICL7660A), the LV pin is left floating to prevent device latchup.

Pinouts



Features

- Simple Conversion of +5V Logic Supply to ±5V Supplies
- Simple Voltage Multiplication ($V_{OUT} = (-) nV_{IN}$)
- Typical Open Circuit Voltage Conversion Efficiency 99.9%
- Typical Power Efficiency 98%
- Wide Operating Voltage Range
 - ICL7660 1.5V to 10.0V
 - ICL7660A 1.5V to 12.0V
- ICL7660A 100% Tested at 3V
- Easy to Use - Requires Only 2 External Non-Critical Passive Components
- No External Diode Over Full Temp. and Voltage Range
- Pb-Free Plus Anneal Available (RoHS Compliant)

Applications

- On Board Negative Supply for Dynamic RAMs
- Localized μ Processor (8080 Type) Negative Supplies
- Inexpensive Negative Supplies
- Data Acquisition Systems

ICL7660, ICL7660A

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	
ICL7660	+10.5V
ICL7660A	+13.0V
LV and OSC Input Voltage	-0.3V to (V+ +0.3V) for V+ < 5.5V
(Note 2)	(V+ -5.5V) to (V+ +0.3V) for V+ > 5.5V
Current into LV (Note 2)	20µA for V+ > 3.5V
Output Short Duration (V _{SUPPLY} ≤ 5.5V)	Continuous

Operating Conditions

Temperature Range	
ICL7660C, ICL7660AC	0°C to 70°C
ICL7660AI	-40°C to 85°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1)	θ_{JA} (°C/W)	θ_{JC} (°C/W)
PDIP Package*	110	N/A
SOIC Package	160	N/A
Maximum Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	
Maximum Lead Temperature (Soldering, 10s)	300°C (SOIC - Lead Tips Only)	

*Pb-free PDIPs can be used for through hole wave solder processing only. They are not intended for use in Reflow solder processing applications.

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications ICL7660 and ICL7660A, V+ = 5V, T_A = 25°C, C_{OSC} = 0, Test Circuit Figure 11 Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL7660			ICL7660A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Current	I+	R _L = ∞	-	170	500	-	80	165	µA
Supply Voltage Range - Lo	V _{L+}	MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to GND	1.5	-	3.5	1.5	-	3.5	V
Supply Voltage Range - Hi	V _{H+}	MIN ≤ T _A ≤ MAX, R _L = 10kΩ, LV to Open	3.0	-	10.0	3	-	12	V
Output Source Resistance	R _{OUT}	I _{OUT} = 20mA, T _A = 25°C	-	55	100	-	60	100	Ω
		I _{OUT} = 20mA, 0°C ≤ T _A ≤ 70°C	-	-	120	-	-	120	Ω
		I _{OUT} = 20mA, -55°C ≤ T _A ≤ 125°C	-	-	150	-	-	-	Ω
		I _{OUT} = 20mA, -40°C ≤ T _A ≤ 85°C	-	-	-	-	-	120	Ω
		V+ = 2V, I _{OUT} = 3mA, LV to GND, 0°C ≤ T _A ≤ 70°C	-	-	300	-	-	300	Ω
		V+ = 2V, I _{OUT} = 3mA, LV to GND, -55°C ≤ T _A ≤ 125°C	-	-	400	-	-	-	Ω
Oscillator Frequency	f _{OSC}		-	10	-	-	10	-	kHz
Power Efficiency	P _{EF}	R _L = 5kΩ	95	98	-	96	98	-	%
Voltage Conversion Efficiency	V _{OUT EF}	R _L = ∞	97	99.9	-	99	99.9	-	%
Oscillator Impedance	Z _{OSC}	V+ = 2V	-	1.0	-	-	1	-	MΩ
		V = 5V	-	100	-	-	-	-	kΩ

ICL7660A, V+ = 3V, T_A = 25°C, OSC = Free running, Test Circuit Figure 11, Unless Otherwise Specified

Supply Current (Note 3)	I+	V+ = 3V, R _L = ∞, 25°C	-	-	-	-	26	100	µA
		0°C < T _A < 70°C	-	-	-	-	-	125	µA
		-40°C < T _A < 85°C	-	-	-	-	-	125	µA
Output Source Resistance	R _{OUT}	V+ = 3V, I _{OUT} = 10mA	-	-	-	-	97	150	Ω
		0°C < T _A < 70°C	-	-	-	-	-	200	Ω
		-40°C < T _A < 85°C	-	-	-	-	-	200	Ω
Oscillator Frequency (Note 3)	f _{OSC}	V+ = 3V (same as 5V conditions)	-	-	-	5.0	8	-	kHz
		0°C < T _A < 70°C	-	-	-	3.0	-	-	kHz
		-40°C < T _A < 85°C	-	-	-	3.0	-	-	kHz

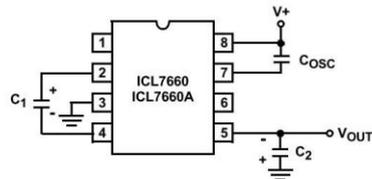


FIGURE 18. LOWERING OSCILLATOR FREQUENCY

Positive Voltage Doubling

The ICL7660 and ICL7660A may be employed to achieve positive voltage doubling using the circuit shown in Figure 19. In this application, the pump inverter switches of the ICL7660 and ICL7660A are used to charge C₁ to a voltage level of V₊ - V_F (where V₊ is the supply voltage and V_F is the forward voltage drop of diode D₁). On the transfer cycle, the voltage on C₁ plus the supply voltage (V₊) is applied through diode D₂ to capacitor C₂. The voltage thus created on C₂ becomes (2V₊) - (2V_F) or twice the supply voltage minus the combined forward voltage drops of diodes D₁ and D₂.

The source impedance of the output (V_{OUT}) will depend on the output current, but for V₊ = 5V and an output current of 10mA it will be approximately 60Ω.

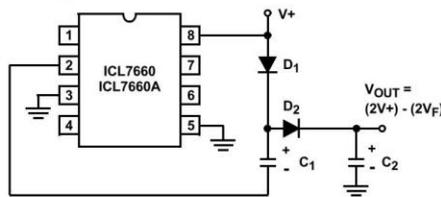


FIGURE 19. POSITIVE VOLT DOUBLER

Combined Negative Voltage Conversion and Positive Supply Doubling

Figure 20 combines the functions shown in Figures 13 and Figure 19 to provide negative voltage conversion and positive voltage doubling simultaneously. This approach would be, for example, suitable for generating +9V and -5V from an existing +5V supply. In this instance capacitors C₁ and C₃ perform the pump and reservoir functions respectively for the generation of the negative voltage, while capacitors C₂ and C₄ are pump and reservoir respectively for the doubled positive voltage. There is a penalty in this configuration which combines both functions, however, in that the source impedances of the generated supplies will be somewhat higher due to the finite impedance of the common charge pump driver at pin 2 of the device.

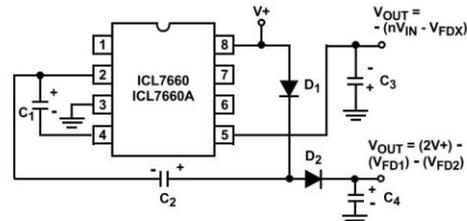


FIGURE 20. COMBINED NEGATIVE VOLTAGE CONVERTER AND POSITIVE DOUBLER

Voltage Splitting

The bidirectional characteristics can also be used to split a higher supply in half, as shown in Figure 21. The combined load will be evenly shared between the two sides. Because the switches share the load in parallel, the output impedance is much lower than in the standard circuits, and higher currents can be drawn from the device. By using this circuit, and then the circuit of Figure 16, +15V can be converted (via +7.5, and -7.5) to a nominal -15V, although with rather high series output resistance (~250Ω).

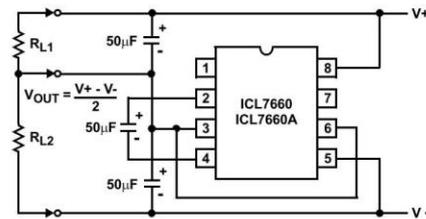


FIGURE 21. SPLITTING A SUPPLY IN HALF

Regulated Negative Voltage Supply

In some cases, the output impedance of the ICL7660 and ICL7660A can be a problem, particularly if the load current varies substantially. The circuit of Figure 22 can be used to overcome this by controlling the input voltage, via an ICL7611 low-power CMOS op amp, in such a way as to maintain a nearly constant output voltage. Direct feedback is inadvisable, since the ICL7660s and ICL7660As output does not respond instantaneously to change in input, but only after the switching delay. The circuit shown supplies enough delay to accommodate the ICL7660 and ICL7660A, while maintaining adequate feedback. An increase in pump and storage capacitors is desirable, and the values shown provides an output impedance of less than 5Ω to a load of 10mA.



August 2000

LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

General Description

The LM13700 series consists of two current controlled transconductance amplifiers, each with differential inputs and a push-pull output. The two amplifiers share common supplies but otherwise operate independently. Linearizing diodes are provided at the inputs to reduce distortion and allow higher input levels. The result is a 10 dB signal-to-noise improvement referenced to 0.5 percent THD. High impedance buffers are provided which are especially designed to complement the dynamic range of the amplifiers. The output buffers of the LM13700 differ from those of the LM13600 in that their input bias currents (and hence their output DC levels) are independent of I_{ABC} . This may result in performance superior to that of the LM13600 in audio applications.

- Excellent g_m linearity
- Excellent matching between amplifiers
- Linearizing diodes
- High impedance buffers
- High output signal-to-noise ratio

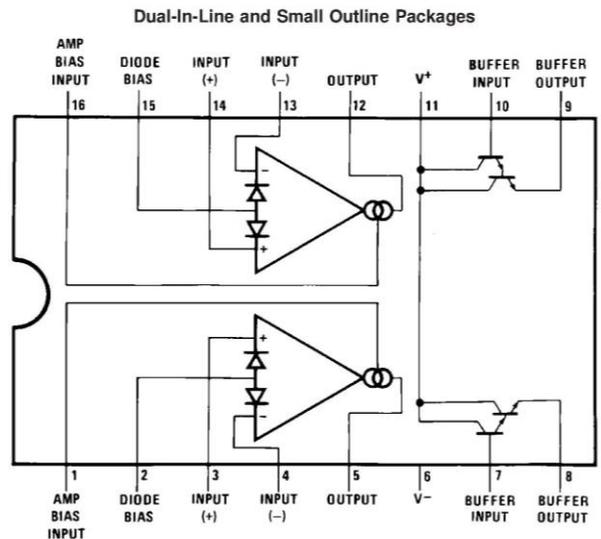
Applications

- Current-controlled amplifiers
- Current-controlled impedances
- Current-controlled filters
- Current-controlled oscillators
- Multiplexers
- Timers
- Sample-and-hold circuits

Features

- g_m adjustable over 6 decades

Connection Diagram



DS007981-2

Top View
Order Number LM13700M, LM13700MX or LM13700N
See NS Package Number M16A or N16A

LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (Note 2)	
LM13700	36 V _{DC} or ±18V
Power Dissipation (Note 3) T _A = 25°C	
LM13700N	570 mW
Differential Input Voltage	±5V
Diode Bias Current (I _D)	2 mA
Amplifier Bias Current (I _{ABC})	2 mA
Output Short Circuit Duration	Continuous
Buffer Output Current (Note 4)	20 mA

Operating Temperature Range

LM13700N 0°C to +70°C

DC Input Voltage

+V_S to -V_S

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package

Soldering (10 sec.) 260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 sec.) 215°C

Infrared (15 sec.) 220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM13700			Units
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (V _{OS})	Over Specified Temperature Range		0.4	4	mV
	I _{ABC} = 5 μA		0.3	4	
V _{OS} Including Diodes	Diode Bias Current (I _D) = 500 μA		0.5	5	mV
Input Offset Change	5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA		0.1	3	mV
Input Offset Current			0.1	0.6	μA
Input Bias Current	Over Specified Temperature Range		0.4	5	μA
			1	8	
Forward Transconductance (g _m)		6700	9600	13000	μmho
	Over Specified Temperature Range	5400			
g _m Tracking			0.3		dB
Peak Output Current	R _L = 0, I _{ABC} = 5 μA		5		μA
	R _L = 0, I _{ABC} = 500 μA	350	500	650	
	R _L = 0, Over Specified Temp Range	300			
Peak Output Voltage	R _L = ∞, 5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA	+12	+14.2		V
	R _L = ∞, 5 μA ≤ I _{ABC} ≤ 500 μA	-12	-14.4		V
Supply Current	I _{ABC} = 500 μA, Both Channels		2.6		mA
V _{OS} Sensitivity	Positive		20	150	μV/V
	Negative		20	150	
CMRR		80	110		dB
Common Mode Range		±12	±13.5		V
Crosstalk	Referred to Input (Note 6) 20 Hz < f < 20 kHz		100		dB
Differential Input Current	I _{ABC} = 0, Input = ±4V		0.02	100	nA
Leakage Current	I _{ABC} = 0 (Refer to Test Circuit)		0.2	100	nA
Input Resistance		10	26		kΩ
Open Loop Bandwidth			2		MHz
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50		V/μs
Buffer Input Current	(Note 6)		0.5	2	μA
Peak Buffer Output Voltage	(Note 6)	10			V

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 2: For selections to a supply voltage above ±22V, contact factory.

Engineers Thumb V2

22.01.18

Beutel 1

Widerstand 33R	1
Widerstand 100R	1
Widerstand 220R	1
Widerstand 1k	4
Widerstand 2,2k	1
Widerstand 10k	2
Widerstand 100k	1
Widerstand 1M	4
1N4148	3
1N4007	1

Beutel 2

Keramik 100pF	1
MKT 10nF	1
Elko 1uF	3
Elko 10uF	1
Elko 47uF	1

Beutel 3

BC327	1
3 Pin Socket	1
TL074	1
LM13700	1
IC Socket 14 Pin	1
IC Socket 16 Pin	1
LED 3mm rot	2
LED 5mm rot	1
LED Fassung 5mm	1

Beutel 4

Poti 16mm 10k log gew. Print	1
Poti 16mm 100k log gew. Print	1
Poti 16mm 1M log gew. Print	1
Poti 16mm 1M lin gew. Print	1
Poti 16mm 500k lin gew. Print	1
KlebefüÙe 12,7mm (Rückseite Potis)	5
Klinkenbuchse offen Mono	2
KlebefüÙe	1
DC Buchse isoliert	1
Fußschalter 3PDT	1

Drahtpack	1
-----------	---

Platine 3PDT	1
Platine Engineers Thumb	1

Page 1

Bauteilliste

Kosten: 35,00€**Lieferzeit:** 7 Werkzeuge

Abbildungsverzeichnis

2.1.1	Kompressorverhalten mit Threshold bei -20 dB	9
2.1.2	Attack und Release in einem Kompressor	9
2.2.1	NPN- und PNP-Transistoren.....	11
2.2.2	Schaltungsmöglichkeiten eines Transistors	12
2.3.1.1	Aufbau einer Röhrendiode	14
2.3.2.1	Aufbau einer Röhrenpentode	16
2.3.3.1	Heizungsarten einer Röhre	17
2.4.1	N-Kanal- und P-Kanal-JFET	17
2.4.2	U-I-Kennlinie eines N-Kanal-JFETs	18
2.4.3	JFET Common Source, Common Gate, Common Drain.....	19
2.5.1	Schaltbild eines Operationsverstärkers.....	20
2.5.2	Ersatzschaltbild eines Operationsverstärkers TL071	20
2.5.1.1	Schaltbild eines nichtinvertierenden Verstärkers	21
2.6.1	Schaltbild eines Transkonduktanzverstärkers	23
3.1.1.1	Schaltplan einer Limiterschaltung	26
3.1.1.2	Aufbau einer Limiterschaltung.....	27
3.1.2.1	Schaltplan einer Transistorkompressorschaltung	29
3.1.3.1	nicht komprimierter Bassspur, komprimierter Bassspur	32
3.1.3.2	Kompression mit Dreieckssignal	33
3.1.3.3	Transistorkompression mit $f = 200$ Hz.....	34
3.1.3.4	Transistorkompression und FFT bei höherer Eingangsspannung	34
3.2.1	Anschlüsse der Röhre EF95	35
3.2.2	Socketbelegung der Röhre EF95.....	35
3.2.3	Schaltplan zur Messung der Röhre EF95	36
3.2.1.1	$I_a = f(U_G)$ mit einer Schirmgitterspannung von 12 V.....	37
3.2.1.2	$v = f(U_G)$ mit einer Schirmgitterspannung von 12 V	38
3.3.1.1	Blockschaltbild einer Kompressorschaltung	39
3.3.2.1	Schaltplan eines Spannungsaddierers	42

3.3.2.2	Funktionsblock Amplitudenmodulation	43
3.3.3.1	Funktionsblock Steuereinheit	45
3.3.4.1	Schaltbild eines Komparators	47
3.3.4.2	Funktionsblock Schwellspannung	49
3.3.5.1	Verschaltung des Schaltreglers für Spannungsdoppler und Invertierer	50
3.3.6.1	Gesamtschaltung des Röhrenkompressors	52
3.3.6.2	Prototyp des Röhrenkompressors (Vorderseite)	54
3.3.6.3	Prototyp des Röhrenkompressors (Rückseite)	54
3.3.6.4	Platine des Röhrenkompressors	55
3.3.7.1	Röhrenkompression mit $f = 200$ Hz	56
3.3.7.2	Röhrenkompression mit $f = 1000$ Hz	56
3.3.7.3	Ausreizung des Röhrenkompressors	57
3.3.7.4	Verzerrung und 2. Harmonische des Röhrenkompressors.....	58
3.3.7.5	Röhrenkompression und FFT im linearen Bereich	59

Literaturverzeichnis

- [1] Ulrich Tietze und Christoph Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik 12. Auflage*
Springer Verlag Berlin Heidelberg New York, ISBN: 3-540-42849-6
- [2] Thomas Görne, *Tontechnik: Hören, Schallwandler, Impulsantwort und Faltung, Digitale Signale, Mehrkanaltechnik, Tontechnische Praxis 4. Auflage*
Carl Hanser Verlag München, ISBN: 978-3-446-43964-1
- [3] *Transistoren, Feldeffekttransistoren*. URL: <https://www.electronics-tutorials.ws/de/>
(besucht am 20. November 2018)
- [4] *Röhrentechnik*. URL: <http://www.elektronikinfo.de/strom/roehren.htm> (besucht am 15. November 2018)
- [5] *Transkonduktanzverstärker*, URL:
<https://de.wikipedia.org/wiki/Transkonduktanzverst%C3%A4rker> (besucht am 25. Dezember 2018)
- [6] *Harmonische, Partialtöne, Teiltöne und Obertöne*, URL:
<http://www.sengpielaudio.com/Rechner-harmonische.htm> (besucht am 28. Januar 2018)

Ich versichere, die vorliegende Arbeit selbstständig ohne fremde Hilfe verfasst und keine anderen Quellen und Hilfsmittel als die angegebenen benutzt zu haben. Die aus anderen Werken wörtlich entnommenen Stellen oder dem Sinn nach entlehnte Passagen sind durch Quellenangaben eindeutig kenntlich gemacht.

Ort, Datum

Irfan Nugraha