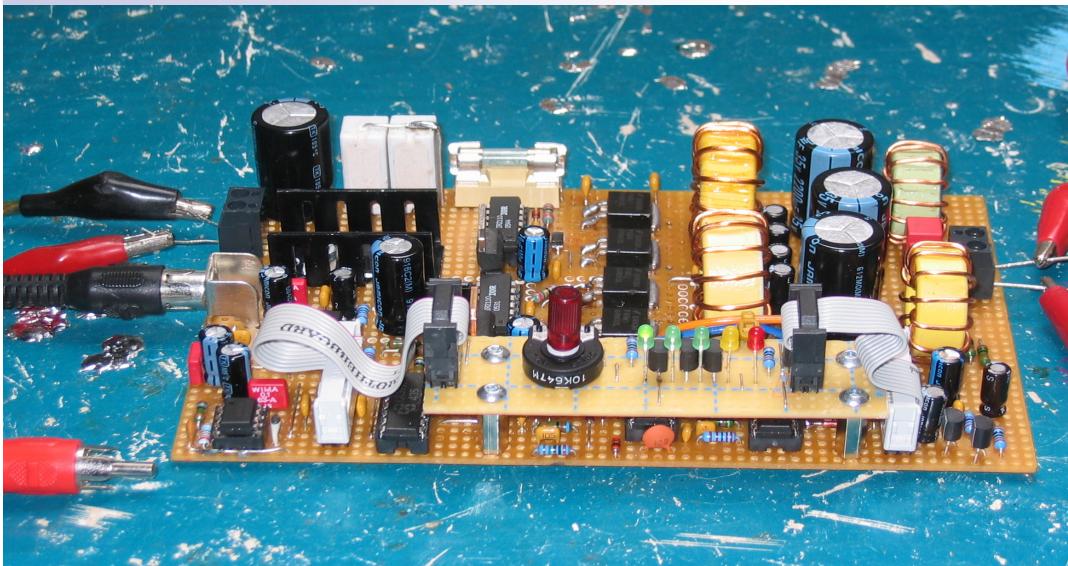


Projektarbeit: Computer Added Engineering (CAE)

Entwicklung und Aufbau eines Class-D Verstärkers



Anforderungen:

- Digitale Endstufe mit MOS Feldeffekttransistoren in Vollbrückenschaltung (auch H-Brücke genannt)
- Hoher Wirkungsgrad
- Kurzschlussfest
- Aussteuerrungsanzeige mit Clipping Detektor
- Gute Klangeigenschaften
- Betriebsspannung von 14-25V. Bei kleinerer Betriebsspannung erfolgt Abschaltung
- 2Ω Laststabil
- Einschaltverzögerung
- LEDs informieren über den Betriebszustand

Aufbau auf eine Lochrasterplatine des Class D Verstärkers

Inhalt:

Anforderungen	1
Einleitung	1
Class A	1
Class AB	2
Class D	2
Funktionsweise eines Class D Verstärkers	2
Aufgabenstellung	3
Schaltungsteile	4
Spannungsversorgung	4
Dreieckgenerator	5
Praktische Probleme	7
Vorverstärker	8
Modulator	9
Endstufe	11
Simulationsprobleme	16
Praktische Probleme	17
Ausgangsfilter (Lowpass)	18
Schutzschaltungen	20
Logikteil	20
Unterspannungsdetektor	20
Strombegrenzung	21
Übersteuerrungsanzeige	21
Aussteuerungsanzeige	22
Anhang	22
Platinenlayout und Stückliste	22
Kostenrechnung	24
Inhalt der CD-ROM	25
Einbinden der Simulationsmodelle	25
Zusammenfassung	26
Kostenrechnung	26
Ergebnisse und Fazit	27

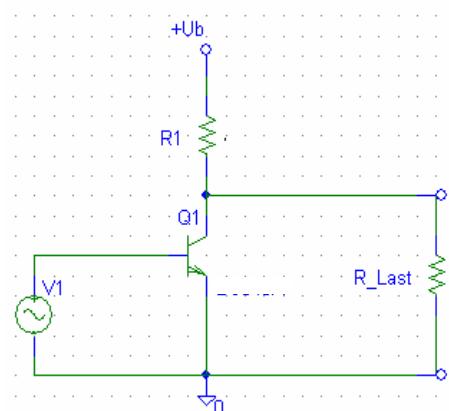
Einleitung

Elektronische Leistungsverstärker werden aufgrund ihres Aufbaus und ihrer Funktionsweise in Klassen (Classes) eingeteilt. Die unterschiedlichen Klassen werden durch Buchstaben unterschieden. Die meist verbreiteten Klassen sollen hier kurz vorgestellt werden:

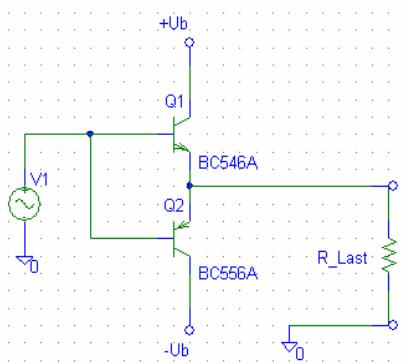
Class A:

Class A Verstärker haben heute nur noch historische Bedeutung. Sie waren die ersten Verstärkerschaltungen. (Sehr häufig in Röhrenverstärkern eingesetzt). Class A Verstärker zeichnen sich durch eine sehr hohe Linearität aus. Sie haben allerdings den großen Nachteil, dass sie einen maximalen Wirkungsgrad von 6,25%

haben - unabhängig von der Last. Ein Verstärker mit 10Watt Ausgangsleistung wandelt also ständig 60Watt in Wärmeenergie um. Aufgrund dieses großen Nachteils sind solche Verstärker heute kaum noch verbreitet.



Prinzipschaltung eines Class A Verstärkers

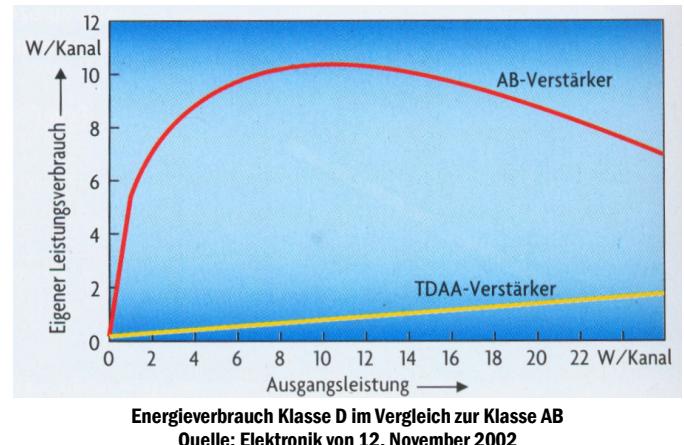


Prinzschaltung eines Class AB Verstärkers

„...der theoretische maximale Wirkungsgrad von Class AB Verstärkern liegt bei 78,5%. In der Praxis werden...“

Class AB:

Die Klasse AB ist die wohl am meisten verbreitete Verstärkertechnik. Die beiden Transistoren bilden eine Gegentaktendstufe: Sie leiten abwechselnd, dadurch fließt kein Strom mehr direkt über die Endstufe. (Lediglich ein geringer Ruhestrom, um sogenannte Übernahmeverzerrungen zu vermeiden). Da es an den Endstufentransistoren zu einem Spannungsabfall kommt liegt der theoretische maximale Wirkungsgrad von Class AB Verstärkern bei 78,5%. In der Praxis werden 60..70% als effektiver maximaler Wirkungsgrad erreicht. Die Class AB Verstärkertechnik ist mittlerweile stark ausgereift. Es ist möglich, qualitativ sehr gute HiFi-Verstärker zu bauen. Durch den Einsatz von vollintegrierten (z.B. LM3886) Verstärkerstufen können AB-Verstärker sehr leicht mit nur wenigen Bauteilen realisiert werden. Solche Verstärker sind nebenbei auch sehr kostengünstig. Vollintegrierte Class AB Verstärker werden sehr häufig in Hifi Receivern, Autoradios und Fernsehgeräten eingesetzt.



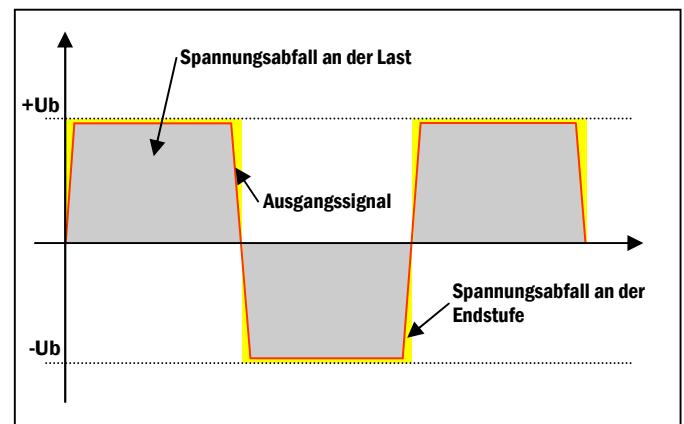
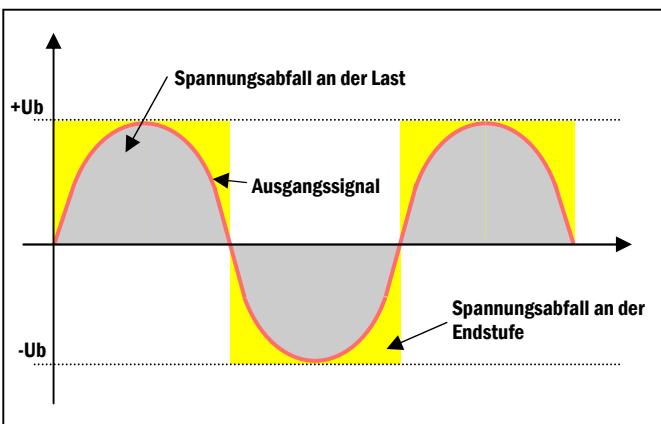
Class D:

Vor allem in mobilen Anwendungen kann die Class D punkten (z.B. Handy, tragbare Audiogeräte,...). Bei diesen Anwendungen steht wenig Energie zur Verfügung und diese muss optimal genutzt werden, weiter ist auch der zur Verfügung stehende Platz meist sehr gering. Hier zeichnet sich der Klasse D Verstärker durch seinen geringen Stromverbrauch und des Entfalls des Kühlkörpers aus. Der höhere Schaltungsaufwand der Klasse D wird mit moderner Technik wettgemacht. Mittlerweile gibt es IC's, welche auf geringster Fläche einen kompletten Klasse D Verstärker enthalten und beinahe ohne externe Bauteile aus-

kommen. (z.B. TDA Serie von TI und die Philips TDA897x Serie). Der gesamte störungsanfällige analoge Signalweg wird dadurch vermieden und das Rauschen verringert. Für Verstärker, bei denen hohe Ausgangsleistung gefragt ist (z.B. bei PA-Verstärkern), eignet sich die Klasse D sehr gut. Aufgrund des Entfalls des Kühlkörpers und der Verwendung eines Schaltnetzteils kann eine gewaltige Ausgangsleistung auf kleinem Raum verwirklicht werden.

Funktionsweise eines Class D Verstärkers:

Ein Class D Verstärker verstärkt das Signal nicht Analog (so wie es am Eingang anliegt) sondern wandelt das Signal in



ein Digitales. Meistens wird hierzu die so genannte PWM (Pulsweitenmodulation) verwendet. Das neue PWM Modulierte Signal ist viel hochfrequenter (Typischerweise 250kHz bis 500kHz) und kann anschließend verlustarm verstärkt werden. Das PWM Modulierte Signal kennt nur zwei Zustände (High und Low). Die Information, welche im Audiosignal enthalten war, steckt nun im Tastverhältnis des modulierten Signals. Der Mittelwert ist über eine Zeiteinheit berechnet proportional zum Mittelwert des Audiosignals. Um nach der Verstärkung das originale ana-

logische Signal zu rekonstruieren, muss über mehrere Perioden der Mittelwert gebildet werden. Dies übernimmt ein LC Filterkreis, oder der Lautsprecher selbst (durch seine Induktivität und Trägheit). Um EMI (Electro Magnetic Interference) zu vermeiden, sollte am Ausgang aber immer ein LC Filter verwendet werden. Ansonsten würden die Lautsprecherkabel auch als Sendeantenne fungieren. Man könnte den Verstärker also mit einem AM-Radio „hören“. Auch würden eventuell geschützte Frequenzbänder durch Einstreuungen gestört werden.

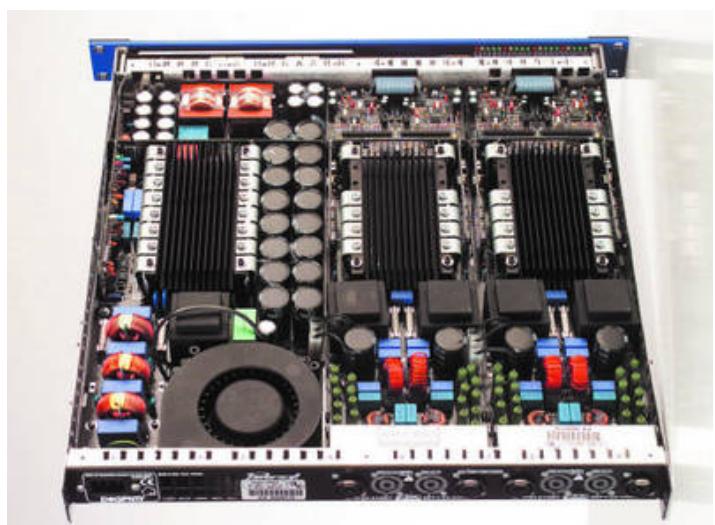
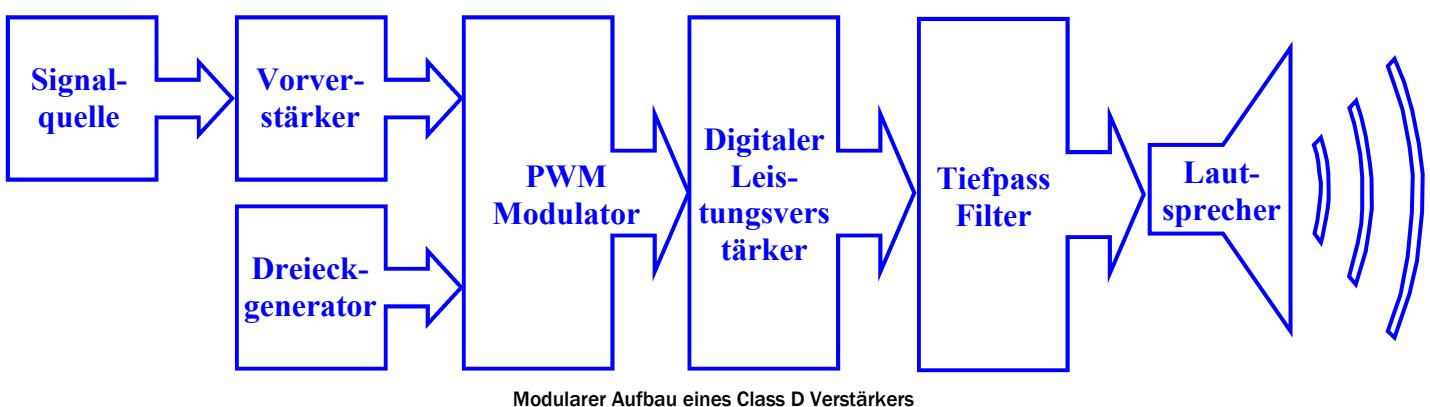


Bild einer Class D PA Endstufe. Eckdaten: 4 x 1000 W an 2Ω - 2 x 2000 W an 4Ω bei nur 10Kg Gewicht.

Quelle: http://pro-audio.powersoft.it/product_list.php?id_menu=271&obj=60



Modularer Aufbau eines Class D Verstärkers

Aufgabenstellung

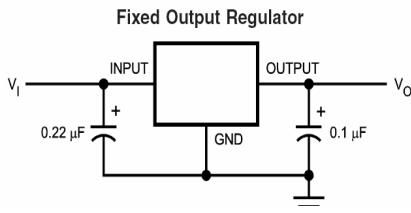
Ziel dieser Projektarbeit soll es sein, einen funktionsfähigen Class D Verstärker zu entwickeln und aufzubauen. Die Schaltung soll zuerst in dem Elektroniksimulator PSpice simuliert werden um von vorneherein auf Fehler im Design aufmerksam zu machen. Die Schaltungsteile werden danach auf ein Steckbrett aufgebaut und getestet. Funktioniert die Schaltung zufriedenstellend wird ein Platinenlayout erstellt und die Schaltung auf eine Loch-

rasterplatine aufgebaut. Die Anforderungen an die Schaltung sind im Detail Seite 1 zu entnehmen. Der Schwerpunkt soll dabei nicht auf der Simulation, sondern auf dem praktischen Aufbau der Schaltung liegen. (Platinendesign, Probleme die im Simulator nicht aufgetaucht sind, die Auswirkungen nicht idealer Bauteile). Diese Entwicklungsprobleme sollen erläutert und analysiert werden. Lösungen sollen aufgezeigt werden. Der Class D Verstärker soll

ohne Rückkopplung einen subjektiv guten Höreindruck machen. Diverse Sicherheitsschaltungen sollen den Verstärker vor Zerstörung durch Fehlbedienung schützen. Der Verstärker wird in Monoausführung gebaut. Für Stereo-Betrieb sind dann 2 Verstärkerbauteile notwendig. Ein funktionsfähiger Aufbau auf einer Lochrasterplatine soll im Rahmen der Vorlesung/Projektvorstellung - sofern gewünscht - gezeigt werden.

„...Man könnte den Verstärker also mit einem AM-Radio „hören“.“

Spannungsversorgung



Typische Schaltung eines L78xx Spannungsreglers.

Quelle: Datenblatt LM340/LM78xx von National Semiconductor

Die Endstufe benötigt, außer der 14-25V Gleichspannung noch 3 weitere Betriebsspannungen.

Die angelegte Betriebsspannung von 14-25V wird zuerst über einen so genannten Angstkondensator (100nF) und großen Elektrolytkondensatoren (4x 2200µF) gesiebt, damit die Spannung bei den auftretenden hohen Impulströmen nicht zusammenbricht.

Die Erzeugung der 12V Betriebsspannung für die Vorstufe und Sicherheitsschaltung wird mit einem LM7810 (=12V Festspannungsregler) erzeugt (IC4). Die LM78xx Serie zeichnet sich durch hohe Stabilität und Zuverlässigkeit aus. Des Weiteren sind fast keine externen Bauteile notwendig. In dem Class D Verstärker wurden jedoch wie im Datenblatt empfohlen am Aus- und Eingang ein 100nF „Angstkondensator“ eingefügt (C16 und C12). Ein weiterer 1000µF Siebkondensator (C13) am Ausgang stabilisiert die 12V zusätzlich. Da der 12V Spannungsregler am Eingang zwischen minimal 14V und maximal 27V verträgt, wurden hier auch die maximalen Werte der Eingangsspannung definiert. Von 25V bis 27V ergibt sich eine Reserve von 2V. Die Bauteile sollten nicht an ihrer Leistungsgrenze betrieben werden. Auch sind die MOSFETs in der Endstufe nur bis 30V Drain-Source Spannung ausgelegt.

Die Vorstufe weist eine Stromaufnahme von ca. 180mA

(gemessen mit einem Labornetzteil) auf (wenn alle LEDs leuchten). An dem Spannungsregler fallen bei 25V Betriebsspannung 13V ab. Da diese Spannungsregler die Verluste vollständig in Wärme umwandeln ergibt sich nach der Formel

eine Verlustleistung von 2,47 Watt. Also sollte ein Kühlkörper verwendet werden, damit der Spannungsregler nicht überhitzt und so zerstört wird.

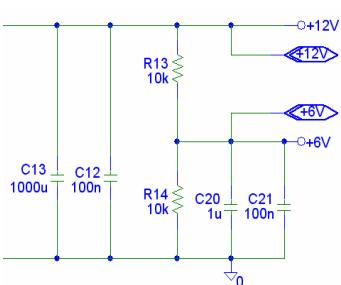
Mit 2 weiteren Festspannungsreglern (LM7810 für 10V, IC3 und IC4) werden die Betriebsspannungen für die Gateansteuerung der Endstufen MOSFETs erzeugt. Zu Beginn war geplant, die Gates direkt mit 12V anzusteuern, dieses hatte jedoch zur Folge, dass das Entladen der Gates relativ lange dauerte und somit eine zu große „Totzeit“ entstand (mehr dazu im Abschnitt Endstufe). Des Weiteren ist im Datenblatt die maximale Gatespannung mit 12V angegeben - auch hier sollte man ein wenig „Abstand“ von den Maximalwerten halten.

In der Praxis kam es dann auch zu gegenseitigen Störungen der Halbbrücken, die auf Störimpulse in der 10V Spannungsversorgung zurückzuführen waren. Um dieses Problem zu vermeiden wurde für jede Halbbrücke ein separater Spannungsregler eingesetzt. Um die Verlustleistung der 10V Spannungsregler gering zu halten sind die Eingänge an die 12V Spannungsversorgung angeschlossen. Dies hat den positiven Nebeneffekt, zusätzliche Kühlkörper überflüssig zu

machen und somit Kosten zu sparen. Um auch hier die Spannung stabil zu halten und Störimpulse zu vermeiden, ist auch hier am Ausgang ein „Angstkondensator“ mit 100nF (C37 und C14) und ein Siebelektrolytkondensator mit 10µF (C15 und C8) angeschlossen.

Für die Operationsverstärker ist eine Referenzspannung von 6V (genau die Hälfte der 12V Betriebsspannung) erforderlich. Da diese nicht wesentlich belastet wird, genügt hier ein Spannungsteiler mit 2 Widerständen (je 10kΩ, R14 und R13) (siehe Bild unten links auf dieser Seite). Zur Stabilisierung und Störungsunterdrückung sind auch hier wieder ein „Angstkondensator“ mit 100nF (C21) und ein Elektrolytkondensator mit 1µF (C20) eingebaut. Allerdings hat dies in dem Fall den Nachteil, dass die 6V erst zur Verfügung stehen, wenn die beiden Kondensatoren geladen sind. Diese Zeit berechnet sich wie folgt:

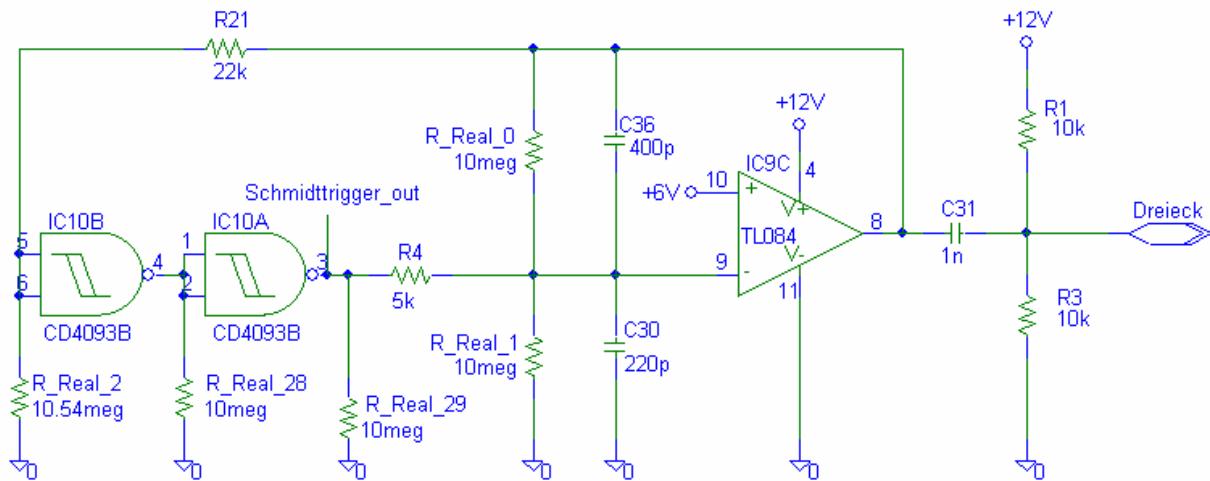
„...nach der Formel
 $P=U*I$ eine
 Verlustleistung von
 2,47 Watt. Hier
 sollte...“



Der 6V Spannungsteiler.
 Die beiden Kondensatoren dienen
 der Stabilisierung der Spannung

R14 wird hier vernachlässigt, er würde die Berechnung nur unnötig verkomplizieren. Hier in diesem Fall ergibt sich also für t ca. eine Zeit von 7ms. Da eine Einschaltverzögerung der Endstufen von 3s vorgesehen ist, sollte es hier zu keinen Problemen.

Dreieckgenerator



Der Dreieckgenerator ist einer der wichtigsten Schaltungsteile einer Class D Endstufe. Die Dreiecksspannung sollte möglichst ideal sein - d.h. 100% symmetrisch, die Dreieckspitzen möglichst spitz und die Flanken gerade. Diese Anforderungen lassen sich in der Praxis nur schwer umsetzen, da man (leider) keine idealen Bauteile einsetzen kann.

Doch zunächst zur Funktionsweise: Ein Dreieckgenerator besteht prinzipiell aus einem schnellen Schmitt-Trigger und einem Integrator. Beide werden in Lehrbüchern oft mit je einem Operationsverstärker realisiert. Bei der angestrebten Frequenz von 260kHz erwies sich das aber in verschiedenen Versuchen (sowohl in der Simulation als auch auf dem Steckbrett) als relativ schwierig. Lediglich ein Versuch mit einem NE555 als Schmitt-Trigger und einem NE5534 Operationsverstärker erwiesen sich als brauchbar. Nach langem Überlegen verwarf ich die Idee, weil sich bei

der weiteren Entwicklung herausstellte, dass noch 2 NAND Gatter „unbenutzt“ blieben. In dem gewählten IC CD4093, (IC10) befinden sich 4 unabhängige NAND Gatter mit je einem Schmitt-Trigger. Von diesen 4 waren 2 noch unbenutzt. Diese lassen sich sehr gut hintereinander schalten (auch im Platinen Layout) um so einen nicht invertierenden Schmitt-Trigger zu erhalten. Des Weiteren sind CMOS ICs sehr schnell, was sich auch positiv auf die Dreieckspannung auswirkt.

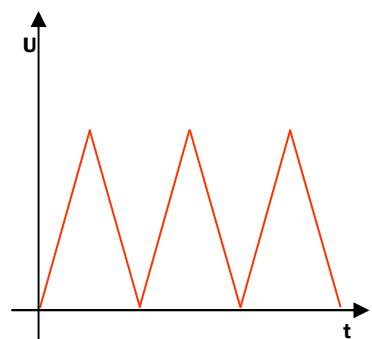
Auch einer der 4 Operationsverstärker aus einem IC vom Typ TL084 (IC9) blieb „übrig“, so dass dieser kurzerhand als Integrator verwendet wurde. (So konnten 2 ICs und diverse Widerstände gegenüber der Schaltungsviante mit NE5534 und NE555 gespart werden). Der TL084 ist ein Standard J-FET Operationsverstärker mit hohen SlewRate (13 V/ms typisch) und einer sehr hohen Eingangsimpedanz ($10^{12} \Omega$).

(Quelle: Datenblatt von Texas Instruments) Gerade die hohe Eingangsimpedanz hat in diesem Falle sehr positive Auswirkungen, weil die Ladekurve des Kondensators C36 durch den hohen Eingangswiderstand fast nicht beeinflusst wird. Grundsätzlich wurde der TL084 gewählt, weil dieser recht günstig und sehr leicht beschaffbar ist.

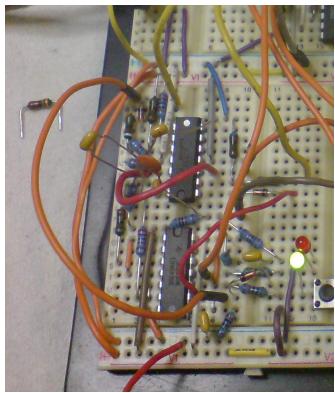
„Auch einer der 4 Operationsverstärker aus einem IC vom Typ TL084 (IC9) blieb „übrig“, so dass dieser...“

Schaltungsbeschreibung:

Ein logisches „HIGH“ am Ausgang des Gatters IC10A lädt über R4 den Kondensator C36 auf. Die Ladungskurve ist dabei linear (!), da der Verstärkfaktor des Operationsverstärkers IC9C (Rückkopplung über C) in dem gleichen Maß erhöht wird, wie die Kondensatorladung steigt. Hierbei entsteht am Ausgang des Operationsverstärkers eine linear steigende Flanke. Dies geschieht so lange, bis über R21 die Triggerschwelle des ersten Gatters IC10B erreicht wird. Zu diesem Zeit-



Spannungsverlauf eines idealen Dreiecksignals



Noch unvollständiger Versuchsaufbau auf dem Steckbrett. Ausschnitt zeigt den Dreieckgenerator und einen Teil der Sicherheitsschaltung

„...Die im Versuchsaufbau gemessene Frequenz war viel kleiner. Nach einigen Nachforschungen war die Hauptursache...“

punkt kippt der Ausgang des ersten Gatters auf „HIGH“ und somit der Ausgang des IC10B auf „LOW“. C36 wird jetzt wieder Linear entladen bis zum erneuten Erreichen der Triggerschwelle von IC10B. Der Vorgang beginnt erneut.

Das Dreiecksignal hat hier eine Offsetspannung von ca. 5V, da das Erreichen der Triggerschwelle des Gatters (IC10B) noch durch die Widerstände R4 und R5 beeinflusst wird. Für den Modulator wird allerdings eine Offsetspannung von 6V benötigt. Deshalb wird das Dreiecksignal über einen 1nF (C31) Kondensator DC mäßig entkoppelt und anschließend einem Spannungsteiler bestehend aus R1 und R3 zugeführt. Beide Widerstände haben den gleichen Wert ($10\text{k}\Omega$), so dass sich ein Offset von 6V:

$$\frac{R_1 + R_3}{R_1} = \frac{U_1}{U_2}$$

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

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

$$U_1 = 12 \text{ V}$$

Die Frequenz kann durch die Folgende Formel bestimmt werden:

(Formel entnommen aus Application Note „Precise Tri-Wave Generation“ von National Semiconductor) Die Formel wur-

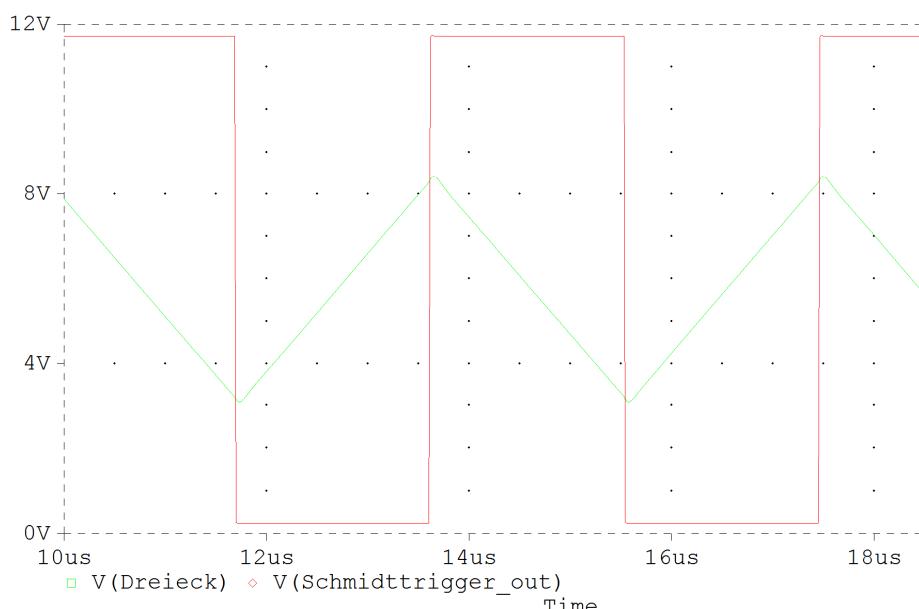


Praktische Probleme: Beim kippen der Gatter entsteht eine Spannungsspitze, die sich auf die Dreieckspannung negativ Auswirken.

Messpunkt der Dreieckspannung: C31

Messpunkt Rechteck:: invertierender Eingang des Operationsverstärkers
Die Oszilloskop Einstellungen können dem Bild entnommen werden.

(A) Dreieck_CMOS



Die Simulierte Dreieckspannung am Ausgang des Operationsverstärkers (grün) und die Spannung am Ausgang des Schmitt-triggers (rot)

de entsprechend des in diesem Falle anderen Aufbaus der Schaltung angepasst)

Mit dieser Formel ergibt sich für die Simulation eine Frequenz von ca. 260kHz. Dies entspricht auch den Ergebnissen der Simulation.

Die im Schaltbild als R_Real angegebenen Widerständen dienen dazu, die Simulation der Schaltung zu „realisieren“.

R_Real_0 und R_Real_1 stellen die Nachbildung Übergangswiderstände der Kondensatoren C36 und C30 dar.. Die Widerstände R_Real_2, R_Real_28 und R_Real_29 bilden die Ein-

und Ausgangswiderstände der Gatter dar. Als positiven Nebeneffekt definieren diese Widerstände zusätzlich die Einschaltzustände der Gatter IC10A und IC10B.

Aufgetretene praktische Probleme:

Zuerst viel auf das im Versuchsaufbau auf dem Steckbrett (Bild links) die Frequenz nicht mit den simulierten 260kHz übereinstimmt. Die im Versuchsaufbau gemessene Frequenz war erheblich kleiner. Nach einigen Nachforschungen war die Hauptursache gefunden. Laut CMOS Kochbuch hat das CD4093 eine Signaldurchlaufsverzögerung von 130ns bei 12V Betriebsspannung. Diese wird offensichtlich nicht korrekt vom Simulator berücksichtigt. Weiter spielen die nicht idealen Bauteile sicher auch eine Rolle. Ein Verkleinern von C36 auf 220pF (wie auch in der Stückliste angegeben) erzeugte die gewünschte Frequenz von

260kHz.

Ein weiteres Problem wurde auch schnell erkennbar: offensichtlich kam es zu Spannungsspitzen, wenn die Gatter des CD4093 von „LOW“ auf „HIGH“ oder umgekehrt kippen. (Siehe Bild auf Seite 6).

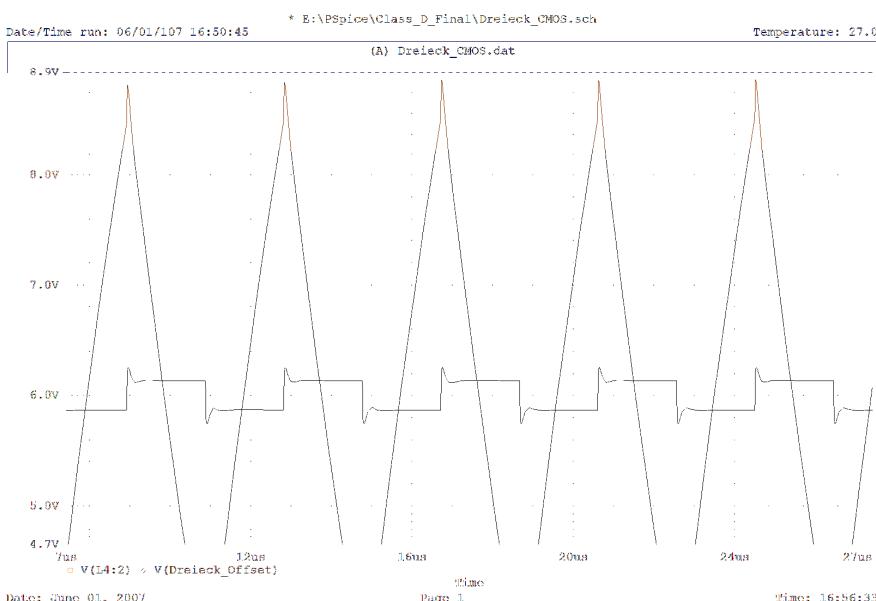
Im Simulator konnten die Spannungsspitzen durch Einsetzen einer Spule zwischen R4 und dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers nachgebildet werden (siehe Schaltplanauszug unten auf dieser Seite). Die Lösung des Problems war der Einbau eines zusätzlichen Kondensators (220pF, C30). Der Kondensator wurde direkt an den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers angeschlossen, um die Spannungsspitzen „abzuschneiden“. Der Wert wurde in der Praxis ermittelt. Wählt man den Kondensator zu klein, werden die Spitzen nicht ausreichend abgeschnitten - wählt man ihn zu groß, werden die Flanken der Rechteckspan-



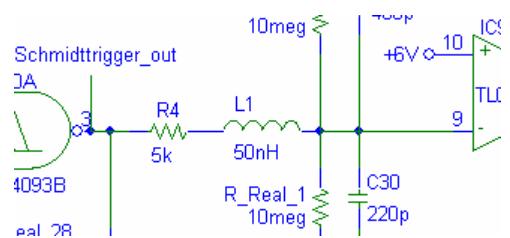
Besser: Durch C30 werden die Spannungsspitzen abgeschnitten.

nung zu rund, was wiederum dazu führt, dass die Spitzen der Dreiecksspannung auch entsprechend rund werden. Um weitere Störungen zu vermeiden, sollten auf der Platine die Gatter und der Operationsverstärker möglichst nahe beieinander platziert werden.

... Wählt man den Kondensator zu klein, werden die Spitzen nicht ausreichend abgeschnitten - wählt man ihn zu groß, werden...

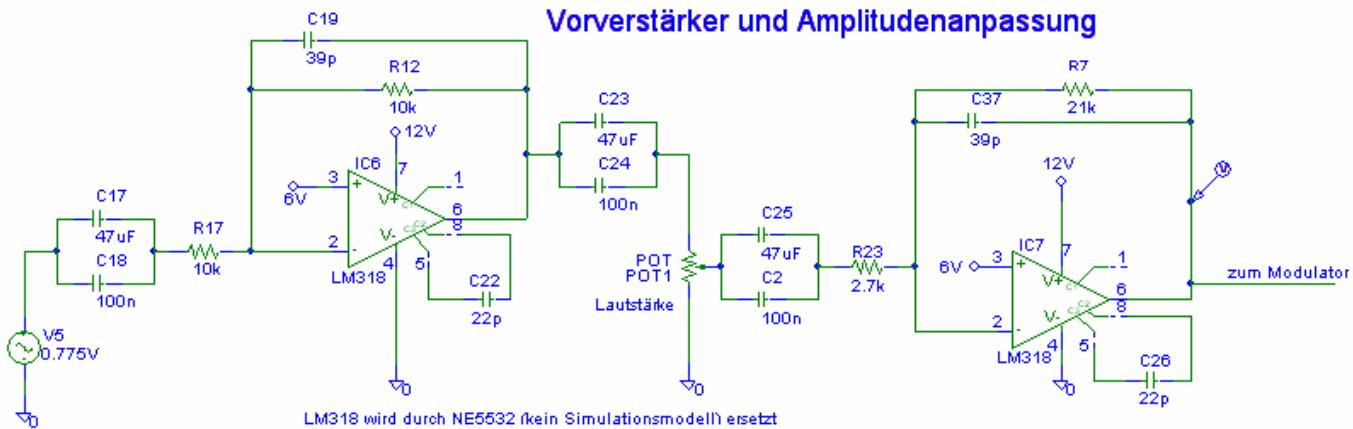


Durch die Spule L4 (die eigentlich Leiterbahn, IC Sockel und IC Bein ist) werden die Spannungsspitzen verursacht. Wie bereits erwähnt, schafft hier C30 Abhilfe. Der Messpunkt ist im Schaltplanauszug rechts zu erkennen.



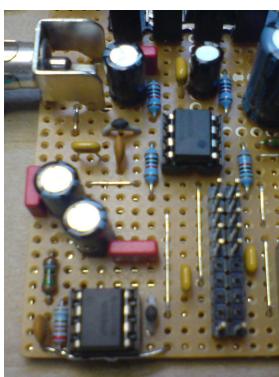
Die Spule L4 im Schaltplanauszug. Normalerweise könnte diese auch/und im Simulator an das Gatter IC10A eingesetzt werden. 50µH entspricht etwa der Induktivität einer Büroklammer.

Vorverstärker



Schaltplan des Vorverstärkers zur Amplitudenanpassung und Eingangsimpedanzanpassung

„... Durch das
Verhältnis von R_{23}
und R_7 beträgt die
Verstärkung hier ca.
...“



Der Vorverstärker auf der
Lochrasterplatine. Das Poti
wird über die Stiftleiste

Leider stand zum Zeitpunkt der Entwicklung kein Modell des verwendeten Operationsverstärkers NE5534 zur Verfügung. Da hier aber nur mit Frequenzen von 20Hz bis 20KHz gearbeitet wird, ist die Auswahl des Operationsverstärkers nicht kritisch. Der NE5534 zeichnet sich laut Datenblatt durch ein wesentlich geringeres Grundrauschen und kleinere Verzerrungen aus, als der in der Simulation verwendete LM318.

Der Eingang wird durch die Sinusquelle V5 dargestellt. 0.775Vpp entspricht der Cinch-norm.

Der Operationsverstärker IC6 passt die Eingangsimpedanz an. Der Eingangswiderstand beträgt ca. $10\text{ k}\Omega$ (durch die Zusammenwirkung von R17, R12 und dem Eingangswiderstand des Operationsverstärkers). Die Eingangsimpedanz lässt sich nur sehr aufwendig berechnen, da diese frequenzabhängig ist. Der Verstärkungsfaktor bei dieser Schaltung beträgt ca. 1

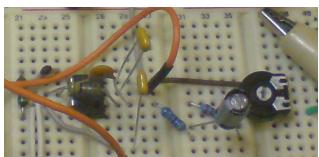
für Frequenzen von 20Hz bis 20kHz (Audiorbereich). Die untere Grenzfrequenz wird begrenzt durch C17, die obere durch C18 und C19. Der Elektrolytkondensator C17 und der Kondensator C18 dienen zur gleichspannungsmäßigen Entkopplung des Eingangs. Das Audiosignal gelangt anschließend über R17 direkt an den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Über R12 wird der Ausgang des Operationsverstärkers wieder auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt um seine Verstärkung zu „bremsen“. C19 dient hier zur Unterdrückung hochfrequenter Schwingungen. Er schließt für hohe Frequenzen den Ausgang und Eingang kurz, wodurch in diesem Falle ein Verstärkungsfaktor von 0 (bei einem idealen Kondensator) entsteht. Auch dient C22 zur Unterdrückung von hochfrequenten Schwingungen. Dieser Kondensator ist für den NE5534 typisch.

Der Ausgang von IC6 wird

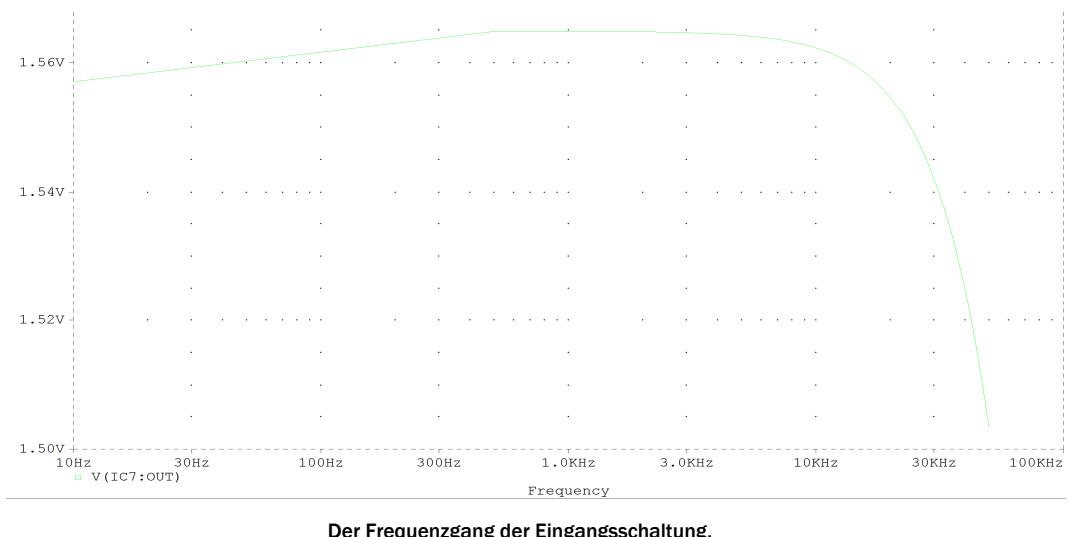
dann wieder gleichspannungsmäßig entkoppelt (durch C23 und C24) und auf das Lautstärke Poti (POT1) geführt. Der andere Anschluss wird auf Masse gelegt, so dass über den Schleifer das Audiosignal abgegriffen werden kann. Je näher der Schleifer an dem Anschluss mit Masse steht, umso kleiner die Amplitude des Audiosignals. Das Audiosignal wird jetzt wieder gleichspannungsmäßig entkoppelt (C25 und C2) und gelangt über R23 an den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers IC7.

Durch das Verhältnis von R_{23} und R_7 beträgt die Verstärkung hier ca. 10. Diese wurde gewählt damit der Verstärker auch mit leiseren Audioquellen (z.B. wenn eine CD leise aufgenommen wurde) voll ausgesteuert werden kann. C37 und C26 dienen erneut der Unterdrückung hochfrequenter Schwingungen. Für den Modulator ist eine Offsetspannung von 6V erforderlich, die hier allerdings nicht zusätzlich angepasst wer-

den muss. Die Offsetspannung am Ausgang von IC7 wird bestimmt durch die Referenzspannung (6V) am nicht invertierenden Eingang.



Ein noch unvollständiger Versuchsaufbau des Vorverstärkers.



Modulator

Der Modulator ist im Prinzip recht einfach aufgebaut. Er besteht nur aus einem Komparator und 2 Widerständen. Der 2. Operationsverstärker inklusive der beiden Widerstände am Ausgang im Schaltbild wird benötigt, um ein zweites, invertiertes PWM Signal zu erhalten. In der Funktionsbeschreibung beschränke ich mich auf einen der beiden Schaltungsteile (IC8B mit R6 und R16), da der andere die selbe Funktion erfüllt. Der einzige Unterschied besteht darin, dass die beiden Eingänge des Operationsverstärkers vertauscht sind.

Der Dreieckimpuls vom Dreieckgenerator wird direkt auf den nicht invertierenden Eingang gelegt. Der nicht invertierende Eingang wird mit dem Ausgang des Vorverstärkers verbunden.

Der Komparator IC8B vergleicht die beiden Eingangssig-

nale miteinander. Ist das Dreiecksignal größer (hat also eine höhere Spannung) als das NF Signal, springt der Ausgang (Mod_HS) auf HIGH. Ist das Dreiecksignal kleiner als das NF Signal springt der Ausgang (Mod_LS) auf LOW. So entsteht am Ausgang ein Rechtecksignal dessen Pulsweiten der Spannung am NF Eingang entspricht. Genaueres ist der Grafik auf Seite 10 zu entnehmen.

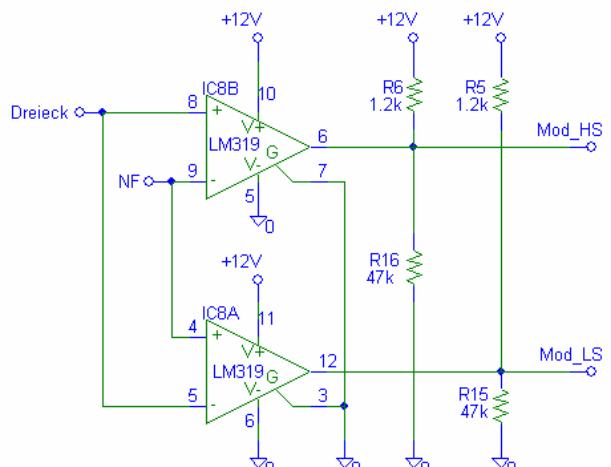
Die Widerstände R16 und insbesondere R6 sind notwendig, da der verwendete Komparator LM319 nur einen internen sinking Transistor besitzt. Das bedeutet, der Komparator kann kein HIGH ausgeben. Der Ausgang ist entweder „offen“ oder LOW. Deshalb wird hier ein Pullup Widerstand eingesetzt. R16 sorgt dafür, dass der Ausgang ganz auf Masse „gezogen“ werden kann. Die Werte der beiden Widerstände wurden im

Simulator ermittelt, um bestmögliche Flankensteilheit zu erhalten.

Der LM319 zeichnet sich durch eine sehr hohe Genauigkeit und Geschwindigkeit aus, die bei einem solchen Modulator unbedingt erforderlich sind.

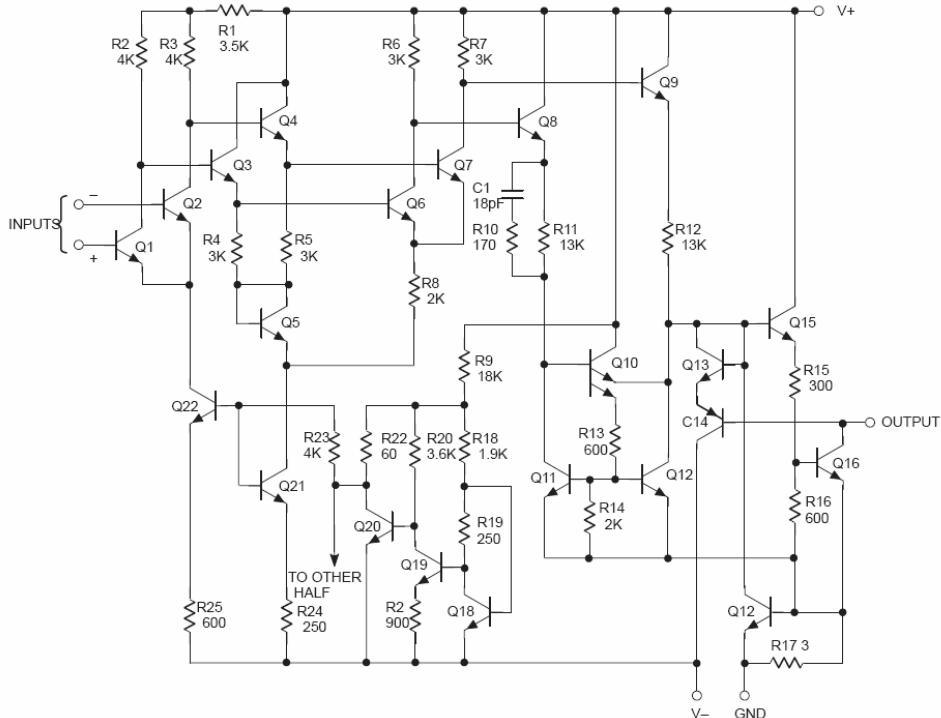
„...Der LM319 zeichnet sich durch (...) aus, die bei einem solchen Modulator unbedingt erforderlich sind.“

PWM Modulator



Schaltbild des PWM Modulators

Entwicklung und Aufbau eines Class-D Verstärkers



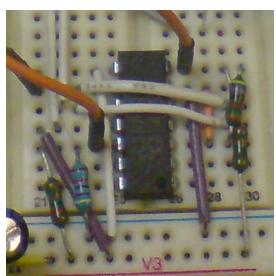
Innenschaltbild des LM319. Deutlich zu sehen: der Transistor um den Ausgang auf HIGH zu ziehen fehlt.

Quelle: Datenblatt LM319 von Philips Semiconductor

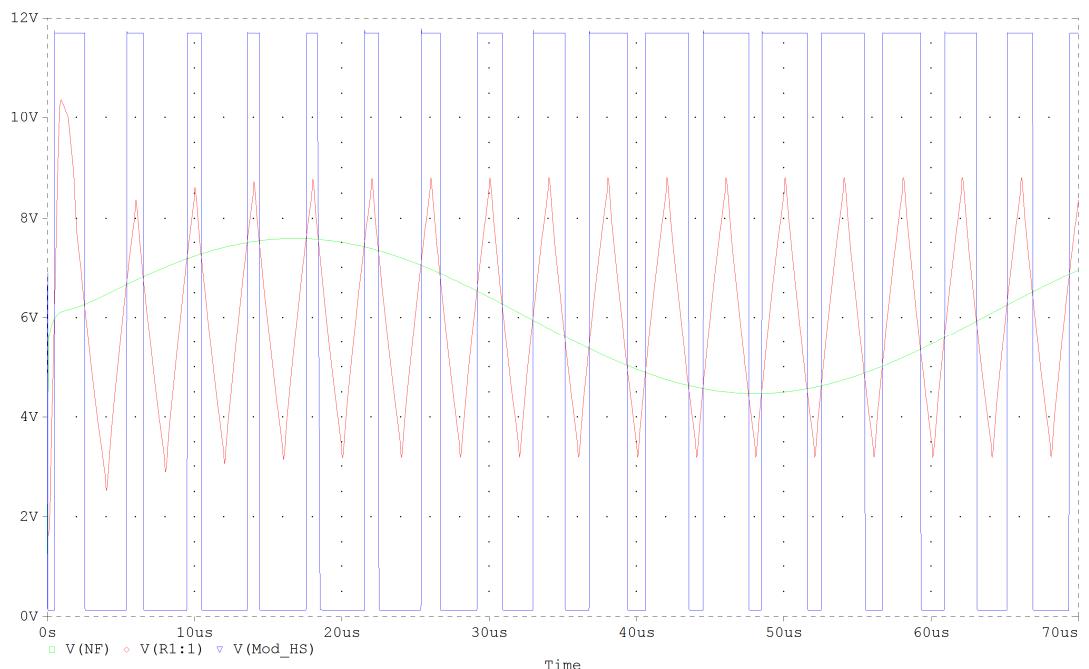
Da der LM319 Baustein 2 solcher Komparatoren beinhaltet, wurden für die High-Side und die Low-Side Ansteuerung jeweils ein Komparator verwendet. Ansonsten hätte das Ausgangssignal noch mal invertiert werden müssen, damit das Gatetreiber IC korrekt angesteuert werden kann.

Später im praktischen Aufbau wurde festgestellt, dass die Steigung und der Abfall des Impulses nicht ganz so ideal sind wie sie in der unteren Abbildung im Simulator aussehen. Im Versuchsaufbau waren die steigenden Flanken nach oben hin leicht abgerundet. Dazu das Oszilloskopbild auf der folgenden Seite. Der Grund liegt wohl darin, dass die Simulationsmodelle der Operationsverstärker

„... Später im praktischen Aufbau wurde festgestellt, dass die Steigung und der Abfall des Impulses nicht ganz....“



Der Modulator im Versuchsaufbau



Die Arbeitsweise des Modulators mit einer Eingangsfrequenz von 16kHz (Sinus). Deutlich zu sehen ist, wie sich die Pulsweiten mit der Höhe der Sinusspannung ändern.

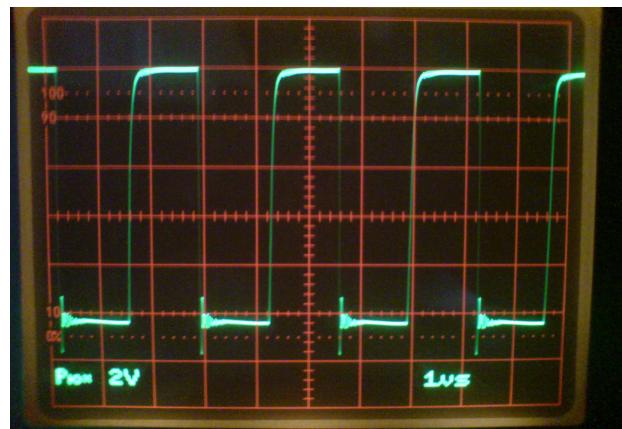
in PSpice wohl eine sehr genaue Nachbildung der Eingangsstufe, jedoch keine genaue Nachbildung der Ausgangsstufe beinhalten.

Diese leichten Verzerrungen sind im weiteren Signalverlauf kaum relevant, da der Ghetretreiber IR2110 integrierte Schmitttrigger am Eingang besitzt.

Am wichtigsten ist jedoch, dass niemals beide Ausgänge gleichzeitig HIGH werden dürfen, da sonst der obere und untere

MosFet gleichzeitig leiten würden und es dann zu einem „Kurzschluss“ kommen würde. Da in der hier vorliegenden Schaltung die Eingänge beider Komparator (IC8A und IC8B) unmittelbar zusammenhängen, kann dieser Fall im normalen Betrieb nicht eintreten.

Beim Modulator war die größte Entwicklungsschwierigkeit, einen passenden, ausreichend schnellen und leicht verfügbaren Komparator zu finden.



Ausgangsspannung des Modulators (offener NF Eingang). Deutlich zu sehen sind die Rundungen bei der steigenden Flanke. Die kleinen Spitzen unten bei der fallenden Flanke sind auf die induktive Wirkung der Leiterbahnen zurückzuführen.

Endstufe (MosFet H-Brücke)

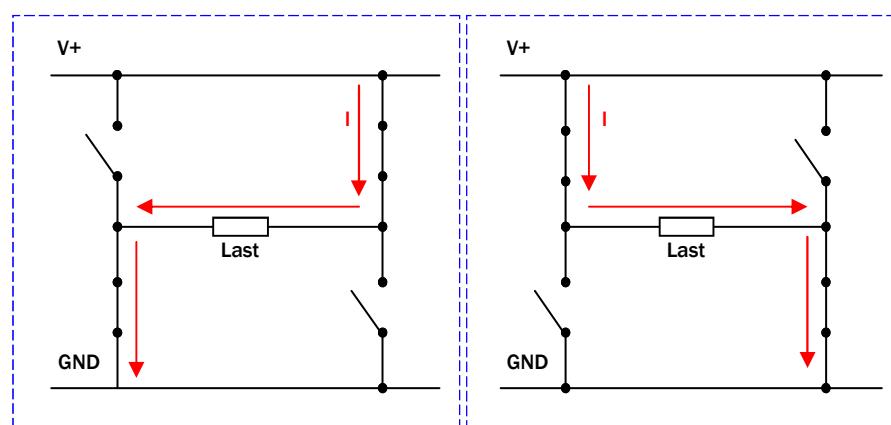
Die Endstufe stellt den Leistungsteil der Endstufe dar. Bei dem vorliegenden Class D Verstärker wurde eine so genannte H-Brücke eingesetzt. Im Wesentlichen besteht diese aus 2 getrennten Halbbrückenteilen (siehe Seite 2, Class AB Verstärker), wovon eine invertierend arbeitet. So kann an der Last (Lautsprecher) theoretisch die volle Betriebsspannung anstehen. Das bedeutet, dass auch bei kleineren Betriebsspannungen hohe Leistungen abgegeben werden können.

Ein weiterer Nachteil bei der Verwendung einer Halbbrücke wäre die Entstehung einer Offsetspannung in Höhe der halben Betriebsspannung. Dann wird entweder ein Koppelkondensator benötigt (der die gesamte Leistung übertragen muss) oder eine positive oder negative Betriebsspannung. Eine der Voraussetzungen für den Class D Verstärker ist allerdings, dass

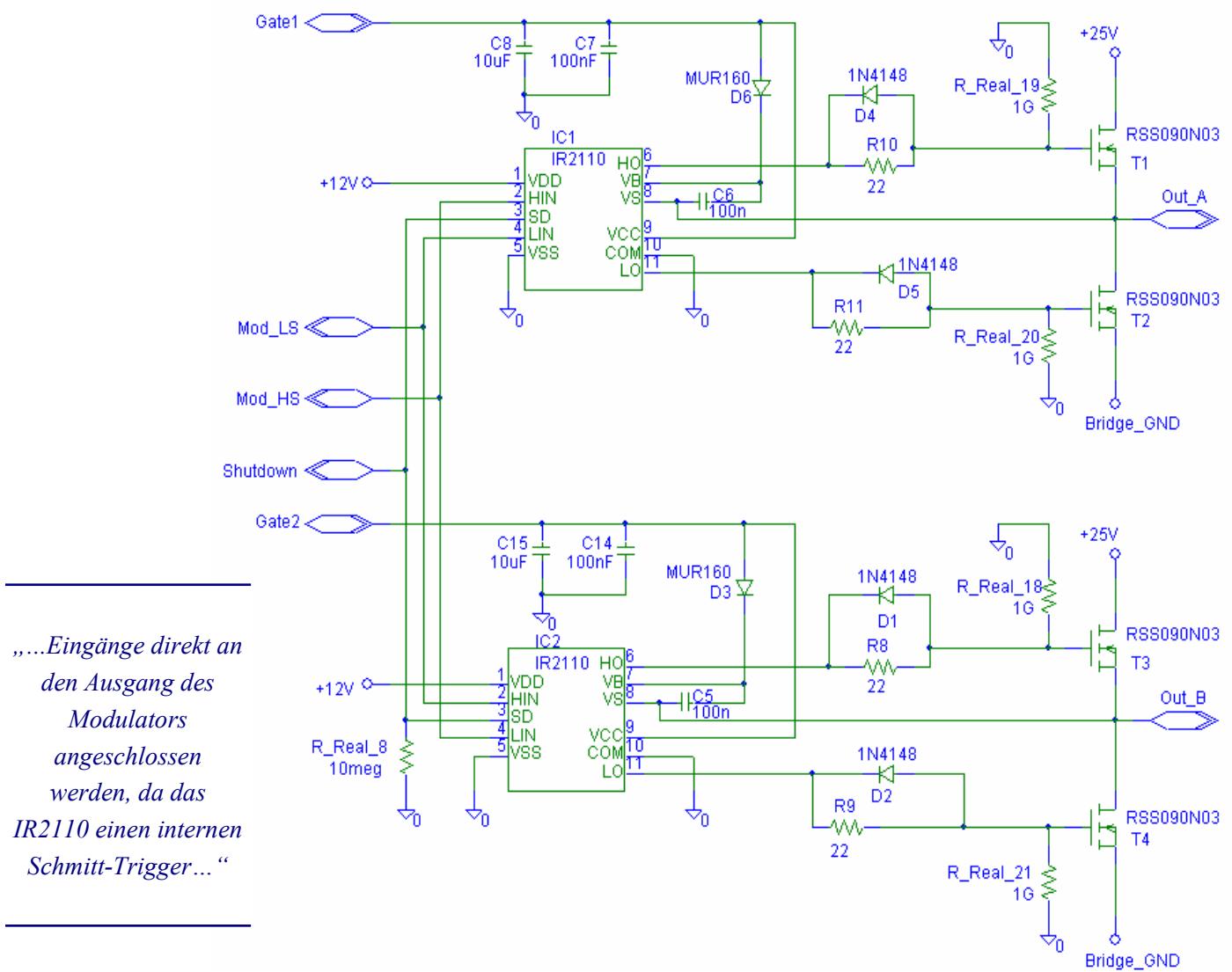
nur eine Betriebsspannung zur Verfügung steht. Somit kann der Verstärker z.B. mit einem Notebooknetzteil betrieben werden. Diese liefern für gewöhnlich 19V bei ca. 3-6A (je nach Modell), das eine ausreichende Versorgung für den Verstärker gewährleistet. (Je nach Last und maximalem Ausgangstrom des Netzteils).

Die beiden Brückenhälften der H-Brücke sind vom Aufbau her absolut identisch. Sie unterscheiden sich nur durch die invertierte Ansteuerung.

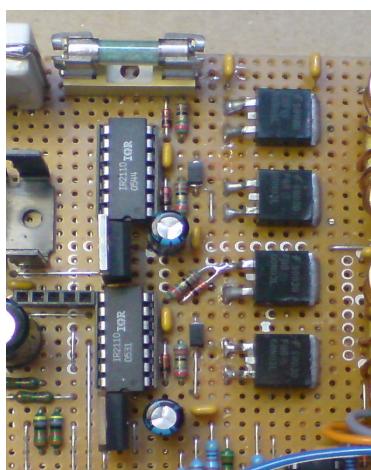
„...Ein weiterer Nachteil bei der Verwendung einer Halbbrücke wäre die Entstehung einer Offsetspannung...“



Schematische Darstellung einer H-Brücke mit den beiden Schaltzuständen.



Schaltplan der H-Brücke. Diese besteht im wesentlichen aus den Gatetreiber ICs und den Endstufenmosfets.



Die Endstufe auf der Lochrasterplatine.

Schaltungsbeschreibung:

Die Schaltungsbeschreibung beschränkt sich auf die im Schaltplan obere Halbbrücke, da die untere Halbbrücke auf der selben Schaltung beruht.

Alle Anschlüsse auf der linken Seite des IR2110 sind die Logikeingänge. VDD steht für die positive Betriebsspannung des Logikteils und wird an +12V angeschlossen, damit der IR2110 die vom Modulator kommenden 12V hohen Impul-

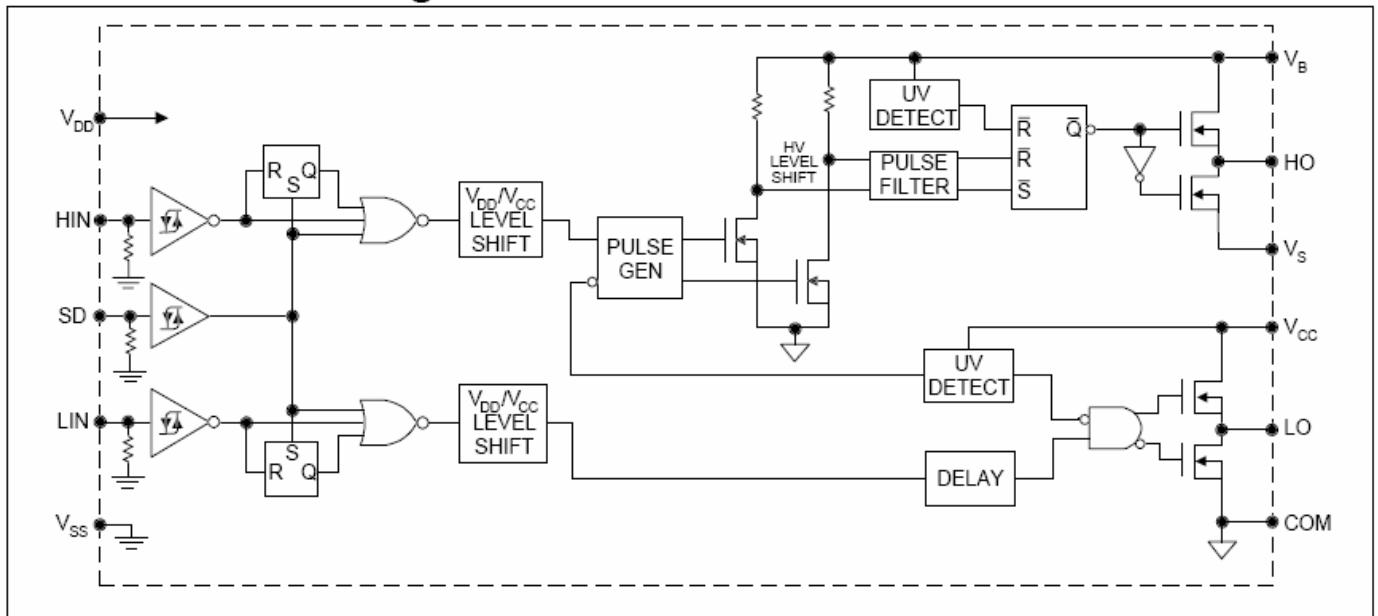
se „verstehen“ kann. Pin 5, VSS, wird an Masse angeschlossen, wodurch die Betriebsspannung für den Logikteil vollständig ist. (Der Ausgangsteil ist von dieser Betriebsspannung weitestgehend unabhängig.)

Die Eingänge HIN und LIN stellen die Steuereingänge für die Gatetreiber Ausgänge dar. Wird HIN „HIGH“ schaltet der obere MosFet, wird LIN „HIGH“ schaltet der untere MosFet durch. Diese beiden

Eingänge können direkt an den Ausgang des Modulators angeschlossen werden, da das IR2110 einen internen Schmitt-Trigger besitzt. Daher ist die Flankensteilheit des modulierten Signals nicht unbedingt kritisch.

Wird der Eingang SD (= Shutdown) „HIGH“ sperrt das Gatetreiber IC beide MosFets. Dieser Eingang wird von der Schutzschaltung verwendet um z.B. die Sicherheitsabschaltung zu gewährleisten.

Functional Block Diagram



Das Innenschaltbild des IR2110.

Quelle: Datenblatt von International Rectifier

Der IR2110 besitzt intern eine Sperre, das beide Mosfets gleichzeitig leiten. Das hat den großen Vorteil, dass im Fehlerfall im Vorverstärker oder Modulator die Endstufe nicht zerstört wird.

Als Endstufen Mosfets werden in der Praxis 60N03L verwendet. Da für den 60N03L leider kein Simulationsmodell zur Verfügung stand, wurde das Modell eines RSS090N03 verwendet. Die wesentlichen Unterschiede bestehen lediglich darin, dass der 60N03L einen wesentlich höheren Drainstrom schalten kann (bis 60A) und geringfügig schneller ist. Alle Angaben in der weiteren Beschreibung beziehen sich auf den 60N03L.

Die Spannungsversorgung des Gattertreiberteils ist, wie bereits im Kapitel Spannungsversorgung beschrieben mit einem 10V Stabilisations-IC realisiert. Die 10V Betriebsspannung

wird einmal auf Pin 9 (V_{CC} , LowSide Treiber) und über D6 auf Pin 7 (V_B , HighSide Treiber) geschaltet. Die Höhe der Betriebsspannung ist abhängig davon, welche Spannung die MosFets benötigen um voll durchzuschalten.

Der Anschluss COM ist im Schaltplan auf GND Potential gelegt (Aufgrund von Einschränkungen des Simulationsmodells). In der Praxis muss dieser zwingend an „Bridge_GND“ angeschlossen werden, da es sonst zu StörSchwingungen und nicht korrektem Schalten des LowSide Mosfets kommen kann.

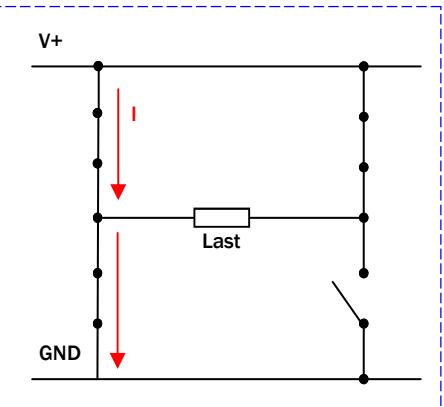
Das Ausgangssignal am Pin 11 (LO) gelangt über eine Delay-Schaltung (D5 und R11) direkt auf das Gate des LowSide MosFet. Der IR2110 ist in der Lage bis zu 2A Strom am Ausgang zu liefern, was sicherstellt, dass die Gatekapazitäten schnell aufgeladen und wieder entladen

werden können. Aufgrund dessen, dass das Modell des IR2110 intern mit Gattern aufgebaut ist, sorgt der Widerstand R_{Real_20} dafür, dass die Simulation nicht abbricht (Pin floating), wenn der LowSide MosFet abgeschaltet ist. Dieser kann in der Praxis entfallen.

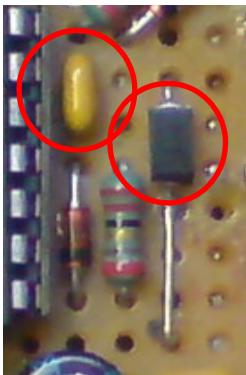
Um den HighSide MosFet korrekt schalten zu können, wird eine so genannte Bootstrap Schaltung benötigt. Diese erzeugt eine V_{CC} höhere Spannung als die, die an V_B anliegt, um den HighSide MosFet voll durchzuschalten. Ansonsten würde sich der obere Mosfet sofort wieder selbst sperren weil, wenn er voll leitend ist, die Spannung U_{GS} auf 0V fällt.

Die Bootstrapschaltung lädt den Kondensator C6 über die Diode D6 auf, während der LowSide

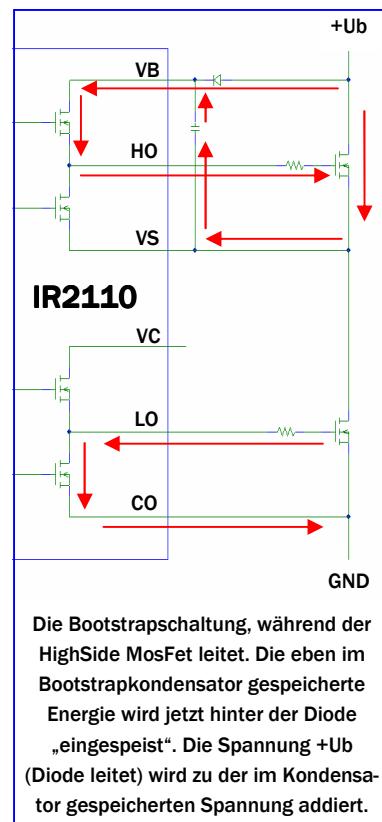
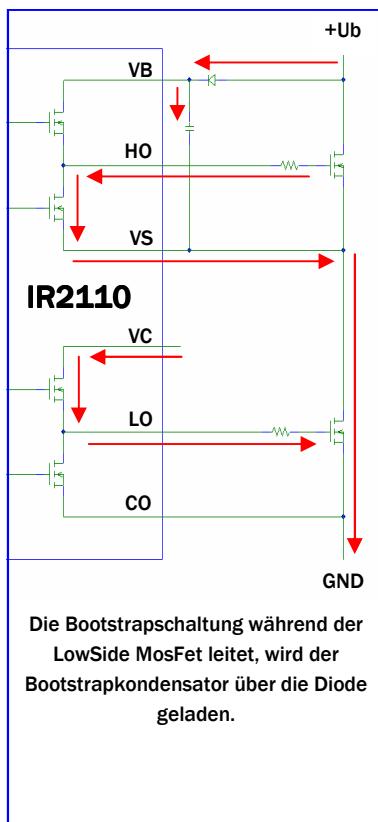
„...Um den HighSide Mosfet korrekt schalten zu können, wird eine so genannte Bootstrap Schaltung benötigt...“



Unbedingt zu vermeiden: Wenn der HighSide und LowSide FET gleichzeitig leiten, entsteht ein Kurzschluss, der nur durch den R_{DSon} der Mosfets begrenzt wird.



Stark Vergrößert: Die Bootstrapdiode mit dem Bootstrapkondensator.
(Rot eingekreist)



„...Das Gate wird über den Widerstand R10 (R11) „langsam“ geladen...“

Mosfet leitet. Wenn der High-Side Mosfet leitet, wird die Ladung unterbrochen und die Spannung die in C6 gespeichert ist, wird zu der, die von D4 kommt addiert. Zum besseren Verständnis ist auf dieser Seite die Funktionsweise der

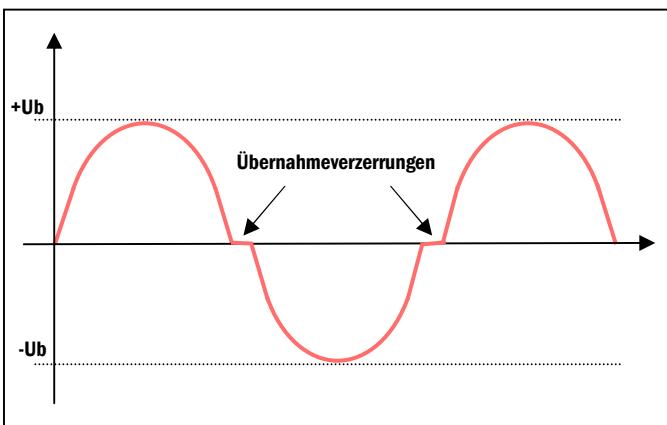
Bootstrapschaltung dargestellt. Die linke Abbildung zeigt das Laden des Bootstrapkondensators. In der rechten Abbildung sieht man sehr deutlich, in welcher Weise der Bootstrapkondensator eingesetzt wird.

Die Kapazität des Kondensators sollte größer sein als die des Gates (damit der MosFet während der gesamten Schaltdauer voll durchgesteuert ist). Die Diode muss sehr schnell sperren können, damit der Kondensator nicht beim Umschalten entladen wird.

Die genauen Angaben und eine Formel zum Berechnen des Kondensators kann dem Application Note AN-978 von International Rectifier entnommen werden. Da keine MUR160

Diode beim Aufbau zur Verfügung stand, wurde hier auf die ähnliche Diode SK34 zurückgegriffen.

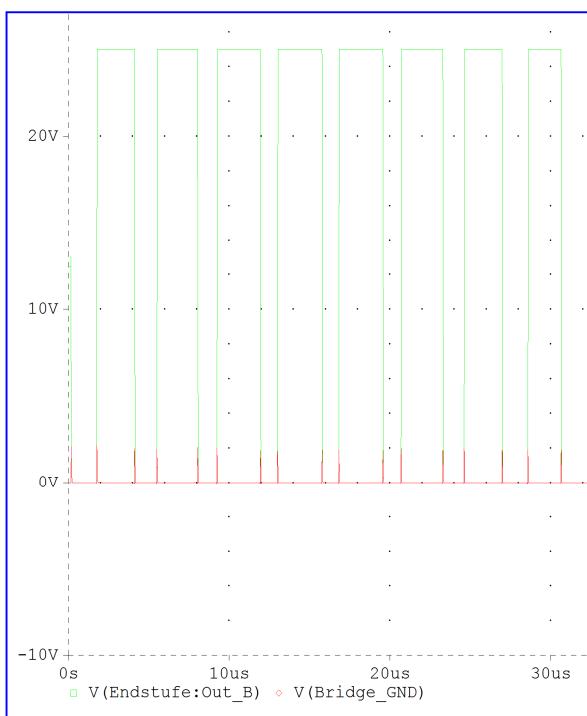
Die Verzögerungsschaltung aus D4 und R10 (D5 und R11) sorgen dafür, dass bei den Mosfets eine so genannte „Totzeit“ eingestellt wird. Das Gate wird über den Widerstand R10 (R11) „langsam“ geladen. Der Mosfet wird also „langsam“ leitend. Beim Entladevorgang des Gates wird die Diode in Durchlassrichtung gepolt, was den Vorgang wesentlich beschleunigt. Dies ist unbedingt erforderlich, um die durch die interne Bodydiode des Mosfets verursachte unterschiedliche Ein- und Ausschaltzeit zu kompensieren. Ansonsten würden für einen kurzen Zeitpunkt beide Mosfets



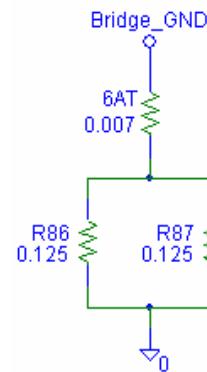
Übernahmeverzerrungen im Ausgangssignal. Diese würden den Klang des Verstärkers erheblich verschlechtern.

leitend werden (=Kurzschluss zwischen +Ub und GND). Stellt man die Totzeit zu lang ein, entstehen so genannte Übernahmeverzerrungen, da der Ausgang in dieser Zeit „in der Luft“ hing. Die beiden Kondensatoren C6 und C7 dienen zur zusätzlichen Stabilisierung der Betriebsspannung des Treibersteils, weil hier recht hohe Impulsströme auftreten können.

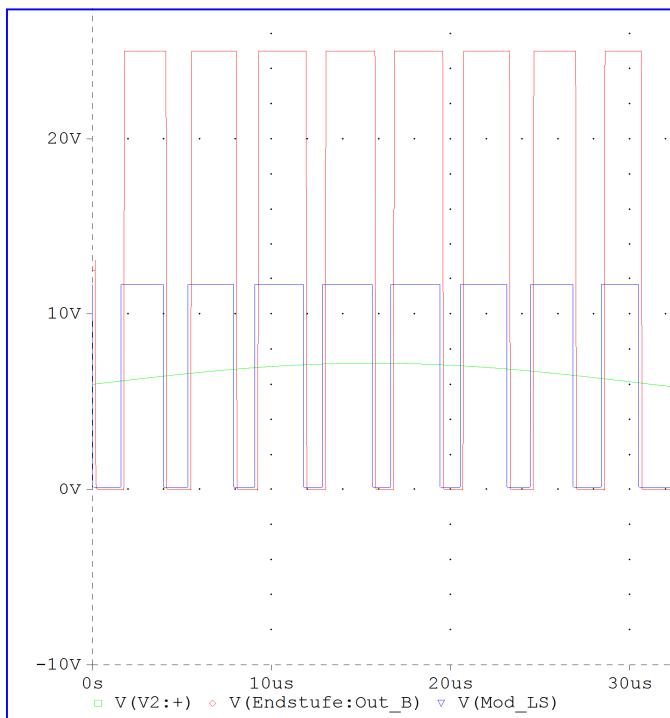
Die Bridge_GND Anschlüsse werden über einen Shuntwiderstand auf Masse gelegt. Dieser Shuntwiderstand dient zur Strommessung der H-Brücke. Zur zusätzlichen Sicherheit ist noch eine Glassicherung mit 6A eingebaut. Sollte eine Abschaltung der Endstufe aus irgendeinem Feh-



Die Abbildung zeigt die Stromspitzen, die beim Umschalten der MosFets entstehen. In der Praxis treten diese nicht auf, da der im praktischen Aufbau verwendete 60N03L schneller ist.



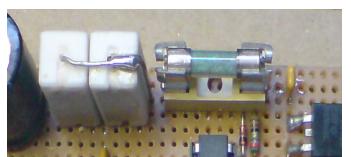
Der Shuntwiderstand mit der Sicherung (6AT) der zur Strommessung durch die H-Brücke und Last dient.



Die Abbildung zeigt den Ausgang der Endstufe (Rot) zusammen mit dem Eingang am IR2110 (Blau) und dem NF Eingangssignal (Grün). An den steilen Flanken des Ausgangssignals erkennt man, dass die Gates der MosFets ausreichend schnell entladen werden.

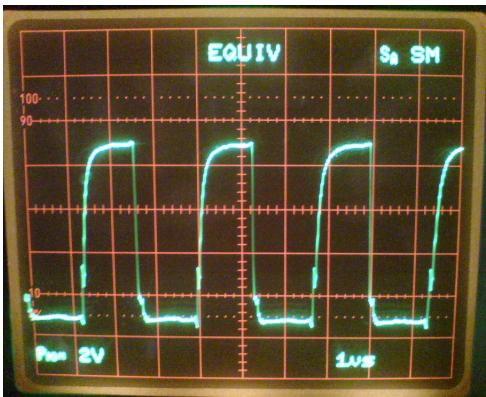
Grund (z.B. ein MosFet hat Kurzschluss) nicht mehr möglich sein, löst diese Sicherung aus und verhindert so eine komplete Zerstörung der Endstufe. Die Endstufe soll bei ca. 5,5A abschalten, was einem Spannungsabfall von 0,33V am Shuntwiderstand entspricht. Die Auswertung des gemessenen Stromes wird mit einem Operationsverstärker realisiert. Auf die genaue Schaltung wird später noch eingegangen.

Die in der oberen Abbildung gezeigten Stromspitzen treten im praktischen Aufbau nicht mehr auf, da hier geringfügig schnellere MosFets verwendet wurden.

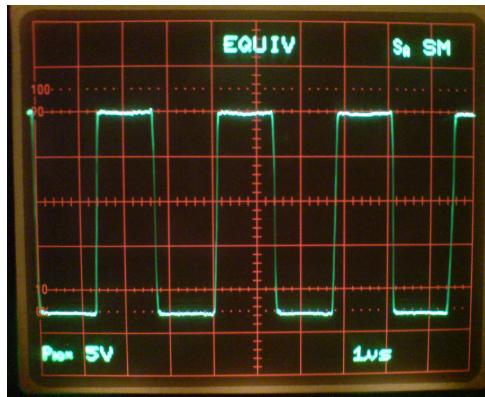


Der Shuntwiderstand und die Glassicherung auf der Lochrasterplatine.

„...Die in der oberen Abbildung gezeigten Stromspitzen treten im praktischen Aufbau nicht mehr auf...“



Der Spannungsverlauf am Gate des LowSide MosFet. Das Gate wird über den Widerstand langsam geladen und über die Diode schnell entladen. Damit werden vor allem die unterschiedlichen Ein- und Ausschaltzeiten der MosFets ausgeglichen.



Ausgangsspannung der Endstufe auf dem Oszilloskop. Es sind keine Spitzen beim Ein- und Ausschalten zu sehen, die eventuell Störgeräusche im Lautsprecher verursachen könnten.

Probleme mit dem Simulator:

Um den so genannten „Bias Point“, „DC Sweep“ und die „Transient Analysis“ für analoge Teile zu berechnen, muss PSpice eine Reihe von nicht linearen Gleichungen berechnen, die den Zustand der Schaltung beschreiben. Dies geschieht mit dem „Newton Raphson Algorithmus“. Dieser startet an einem bestimmten Punkt und optimiert die Berechnungen so lange bis die Spannungen und Ströme zueinander

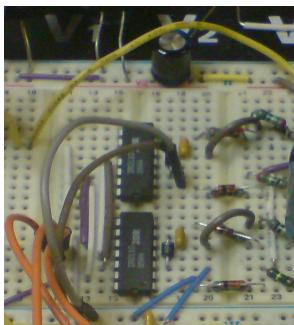
passen.

In einigen Fällen - wie in dieser Schaltung - kann PSpice kein passendes Ergebnis finden, was im allgemeinen als ein „Konvergenz Problem“ bezeichnet wird. Der Name entstand, weil die sich wiederholenden Newton Raphson Berechnung keine zusammenpassenden Ergebnisse der Spannungen und Ströme ergeben.

Das Problem in dieser Schaltung liegt darin begründet, dass die „Transient Analysis“ nach einigen Versuchen (je nach Einstellungen) keine zusammenpassenden Ergebnisse liefert. PSpice macht bestimmte Zeitschritte (Transient Analysis Einstellungen → Step Ceiling). Stimmen nach diesem Zeitschritt die Spannungen und Ströme nicht überein, geht es eine begrenzte Anzahl Schritte in der Zeit zurück, um sich dem korrekten Ergebnis annähern zu können. Dies kann durch bestimmte Einstellungen beeinflusst werden.

Um überhaupt beginnen zu können, wird der „Bias Point“ berechnet (der Einschaltzustand der Schaltung). Schlägt schon dieser Schritt fehl, kann keine „Transient Analysis“ gestartet werden. Kann PSpice keinen „Bias Point“ berechnen, versucht es, die Spannungsquellen auf fast null Volt zu stellen und diese dann langsam auf die Soll-Werte zu erhöhen. Die Simulatoreinstellung GMIN gibt hierbei den kleinsten zugelassenen Schritt an. Ein Erhöhen des Wertes auf 0,7n (Standardeinstellung: 1p) brachte hier Abhilfe. Allerdings gab es immer noch Probleme mit der „Transient Analysis“. Diese brach nach kurzer Zeit mit dem Fehler „Timestep too small“ ab. Der kleinstmögliche Zeitschritt wird von vielen Faktoren bestimmt. Eine genaue Erklärung dieser Zusammenhänge sind im MicroSim PSpice Handbuch „PSpice Reference“ auf Seite 428ff zu finden.

Die Simulation der H-Brücke



Die Endstufe auf dem Steckbrett, die Streuinduktivitäten sind hier unter anderem aufgrund der langen Drähte besonders hoch.

wurde im Wesentlichen aus 2 Gründen erschwert. Der 1. Grund liegt darin, dass immer wenn der Modulator von HIGH nach LOW (oder umgekehrt) springt, löst dies eine Kettenreaktion aus, insbesondere im Modell des IR2110. Hier werden mehrere Gatter fast zeitgleich umgeschaltet, was extrem viele kurze Zeitschritte für die Simulation bedeutet. Das Modell des IR2110 ist intern zu großen Teilen mit Logikgattern aufgebaut, die eine sehr steile Flanke besitzen und kurze Verzögerungen haben. So ändern sich in der Schaltung, innerhalb nur weniger Nanosekunden, an sehr vielen Stellen die Zustände vom einen Extrem in das Andere (z.B. von HIGH nach LOW). Die Anzahl der möglichen Schritte zurück reichte hier nicht aus. Der 2. Grund liegt in der Einschränkung, nur eine bestimmte Anzahl Schritte pro Zeitschritt zurückgehen zu können. Diese reichen nicht aus, um alle Änderungen des Zustands korrekt ermitteln zu

können. Dabei wurde auch die Fehlermeldung „Timestep too Small“ verursacht.

Das Simulationsmodell des IR2110 ist nicht voll kompatibel mit MicroSim PSpice 8. Daher werden sehr wahrscheinlich auch die Probleme verursacht. In vielen Internetforen wird deshalb die Freeware Version von PSpice, „LTS spice“ von dem Halbleiterhersteller Linear Technology empfohlen. Diese verwendet einen verbesserten Algorithmus um auch

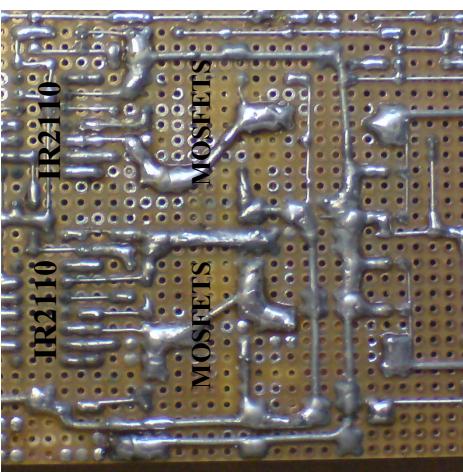
und Dreieckgenerator

2. Ausgangsfilter
3. Vorverstärker
4. Sicherheitsschaltungen

So konnten durch Anpassen einiger Simulatoreinstellungen alle Simulationen weitestgehend ermöglicht werden. Die notwendigen Simulationseinstellungen sind in den auf der CD enthaltenen Workspaces bereits enthalten.

Praktische Probleme:

Beim praktischen Aufbau der Schaltung zeigten sich einige Probleme die durch die induktive Wirkung der Leiterbahnen bzw. Drähte zurückzuführen waren. Besonders auf dem Steckbrett kam es zu negativen Spannungsspitzen am VS Pin des IR2110. Diese sind zwar grundsätzlich kein Problem (weder für das IC noch für den Mosfet) allerdings verursacht dieser Impuls das Blockieren des HighSide Buffer (der HighSide Mosfet wird also nicht mehr abgeschaltet). Dieses Problem tritt insbesondere dann auf, wenn die Endstufe belastet wird (also ein hoher Strom durch die Streuinduktivitäten fließt). Das Application Note AN978 gibt hier folgendes Rechenbeispiel:



Das Bild zeigt die möglichst kurzen Leiterbahnen zwischen IR2110 und den MosFets. Aus diesem Grund verlaufen hier die Leiterbahnen auch nicht im rechten Winkel.

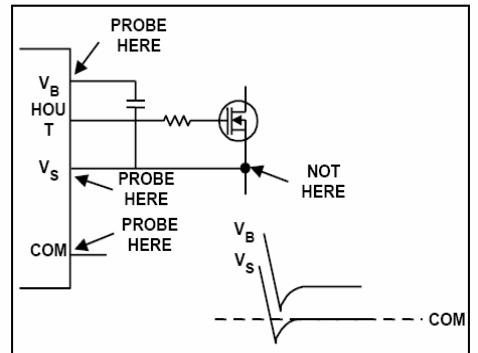
sehr schnelle Schaltvorgänge zu simulieren und wurde speziell entwickelt um Schaltnetzteile (die auch sehr viele schnelle Schaltvorgänge machen) zu simulieren. Aus Gründen der Kompatibilität wurde hier auf eine Verwendung von LTS spice verzichtet und stattdessen die gesamte Schaltung in 4 Teile aufgeteilt:

1. Endstufe, Modulator, Spannungsversorgung

Laststrom 10A beträgt) und die Streuinduktivität 50nH beträgt, entsteht eine Spannungsspitze von -25V (gegenüber dem COM Pin). Zum Vergleich: eine kleine Büroklammer hat eine Induktivität von 50nH, ein Pin eines TO220 Gehäuses 25nH. Ab einer negativen Spannungsspitze von 5V blockiert der Buffer des HighSide Treibers.

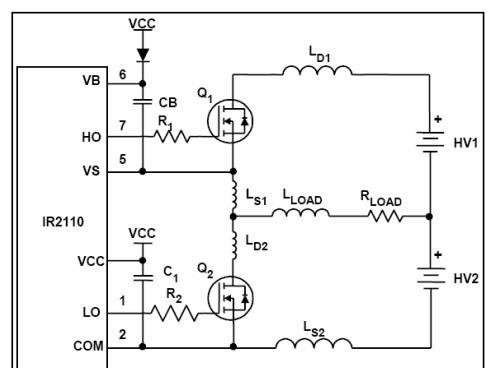
Es wird aber trotzdem der Low-Side Mosfet eingeschaltet. Es kommt zu einem sehr hohen Stromfluss zwischen den beiden Mosfets der zur Erhitzung und dann zur Zerstörung der Mosfets führt. Der einfachste Weg diese negativen Spannungsspitzen zu beiseitigen ist, die Streuinduktivitäten möglichst gering zu halten. Dies kann am einfachsten geschehen, indem man im Layout die Mosfets so nahe wie möglich am Gatentreiber IC platziert. Auch

sollten die Leiterbahnen möglichst kurz gehalten werden und keine „Bögen“ machen. Wie in der Abbildung rechts oben gezeigt, sollte der VS Pin möglichst nahe am HighSide Mosfet angeschlossen werden. Genauere Hinweise und weitere Lösungsansätze können dem Application Note AN978 von International Rectifier entnommen werden.



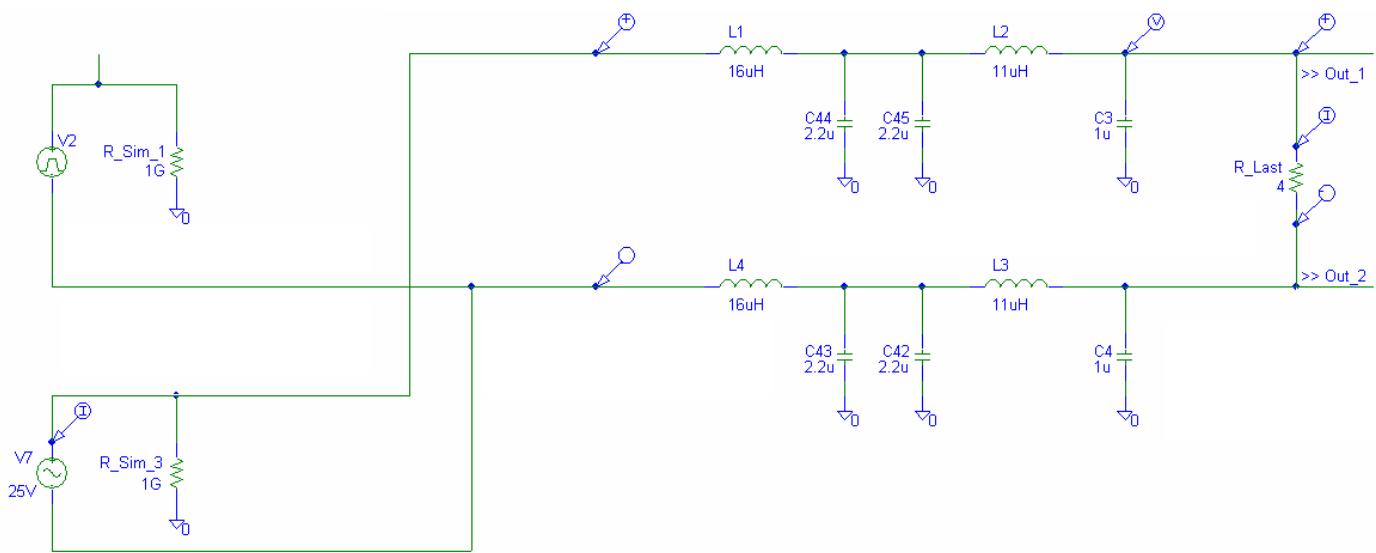
Eine Halbbrücke mit den typischen Streuinduktivitäten der Leiterbahnen und Bauteilgehäuse
Quelle: Application Note AN978 von International Rectifier

„...Ab einer negativen Spannungsspitze von 5V blockiert der Buffer des HighSide Treibers. Es wird aber trotzdem...“

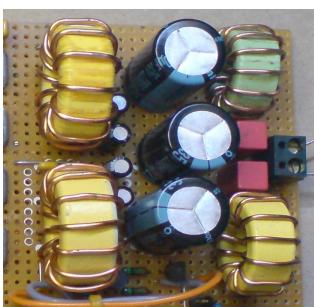


Der negative Impuls während dem so genannten „Reverse Recovery“ der Bodydiode.
Quelle: Application Note AN978 von International Rectifier

Ausgangsfilter (Lowpass)



„...Das erste Filter (L1, C44 und C45) bildet einen Tiefpass, mit einer 3dB Grenzfrequenz von ca. ...“



Das Ausgangsfilter auf der Lochrasterplatine - die 3 2200 μ F Elektrolytkondensatoren gehören nicht zum Ausgangsfilter, sie dienen zur Stabilisierung der Betriebsspannungen.

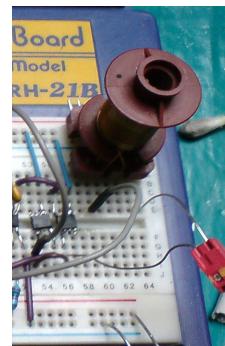
Der Ausgangsfilter besteht im Prinzip aus 2 LC Tiefpässen, die hintereinander geschaltet sind. Es ist notwendig je ein Ausgangsfilter für beide Halbbrücken einzuplanen, da sonst auf der Lautsprecherleitung das PWM Signal anliegen würde. Das führt zu Störungen unbekanntem Ausmaßes (wie bereits in der Einleitung beschrieben). Die Beschreibung der Schaltung bezieht sich hier wieder auf nur eines der beiden absolut identischen Filter.

Es bietet sich an, ein LC Filter zu verwenden, weil Spulen einen sehr kleinen (Ideale Spule keinen) ohmschen Widerstand aufweisen. So kann die Leistung die, zur Last übertragen werden soll fast ungehindert „passieren“. Wohingegen das PWM Signal aufgrund der Filtereigenschaft für hohe Frequenzen nicht bis zur Last gelangt.

Verschiedene Experimente mit

unterschiedlichen Filterarten zeigten, dass ein LC Filter am besten geeignet ist. Ein Sperrkreis (LC parallel) auf 260kHz abgestimmt, filtrerte das Modulationssignal nicht ausreichend, da das anliegende Rechtecksignal nach Fourier aus unendlich vielen Sinusschwingungen besteht.

Der erste Filter (L1, C44 und C45) bildet einen Tiefpass, mit einer 3dB Grenzfrequenz von ca. 20kHz. Für die Kondensatoren C44 und C45 sollten Typen verwendet werden, die einen hohen Impulsstrom aushalten können, da die Ladung mit ca. 260kHz zwischen Spule (magnetische Energie) und den Kondensatoren (elektrische Energie) hin und her geladen wird. Um die so genannten „Modulationsreste“ noch besser filtern zu können, wurde noch ein 2. Filter dazugeschaltet (L2 und C3) das mit einer Grenzfrequenz von ca. 48kHz arbeitet.



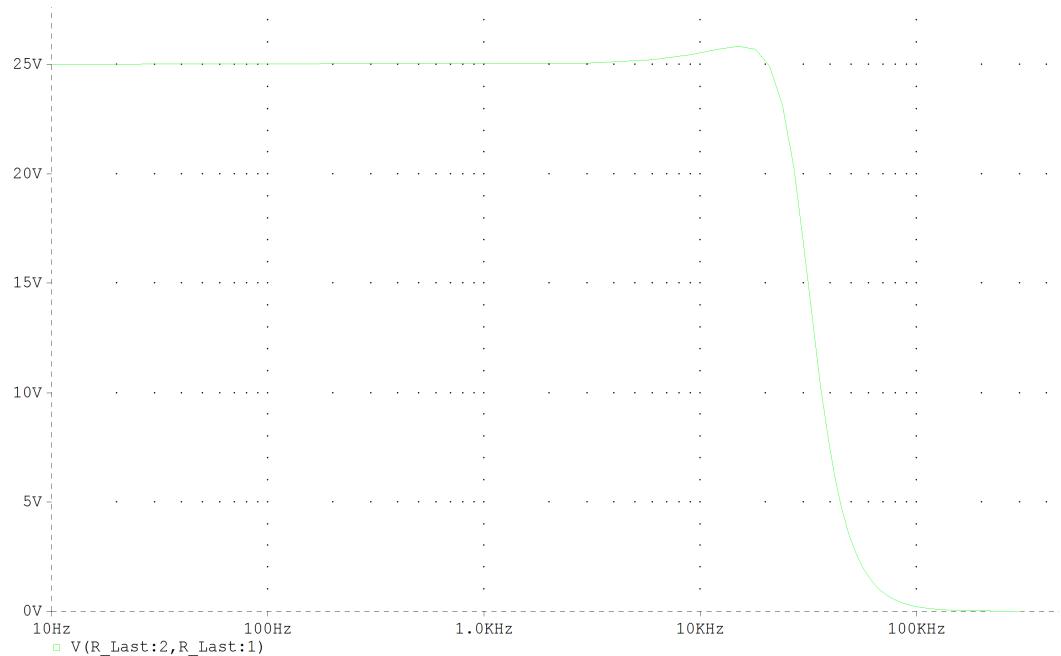
Ein erster Versuchsaufbau mit nur einer Spule.

Auch das Zusammenspiel der beiden Filter spielt eine große Rolle. Die Berechnung eben dieses ist sehr komplex. Genaue Informationen können den Dokumenten: „Application Report: Reducing and Eliminating the Class D Output Filter“ von Texas Instruments oder dem „Application Note 624: Class D Audio Amplifier Output Filter Optimization“ von Maxim/Dallas Semiconductor entnommen werden.

Das Frequenzverhalten des Filters ist auch abhängig vom Lastwiderstand. Hier wurden als Mittelwert 4 Ohm angenommen. Ein Lautsprecher stellt ohnehin eine komplexe Last dar, für die kein Simulationsmodell zur Verfügung stand.

Die Simulation zeigt einmal eine AC Quelle, die zur Bestimmung des Frequenzganges dient. Die VPulse Quelle ist so eingestellt, eine Rechteckspannung mit 260kHz zu erzeugen. Dies entspricht dem Ausgangssignal der Endstufe im Leerlauf. Hier kann ermittelt werden, wie der Filter auf eine solche Rechteckspannung reagiert und wie viel Strom dann durch den Filter fließt.

Im praktischen Aufbau gestaltete es sich am schwierigsten, die Spulen herzustellen. Da keine fertigen zur Verfügung standen, wurde diese selbst gewickelt. Des weiteren standen keine Kerne zur Verfügung, deren

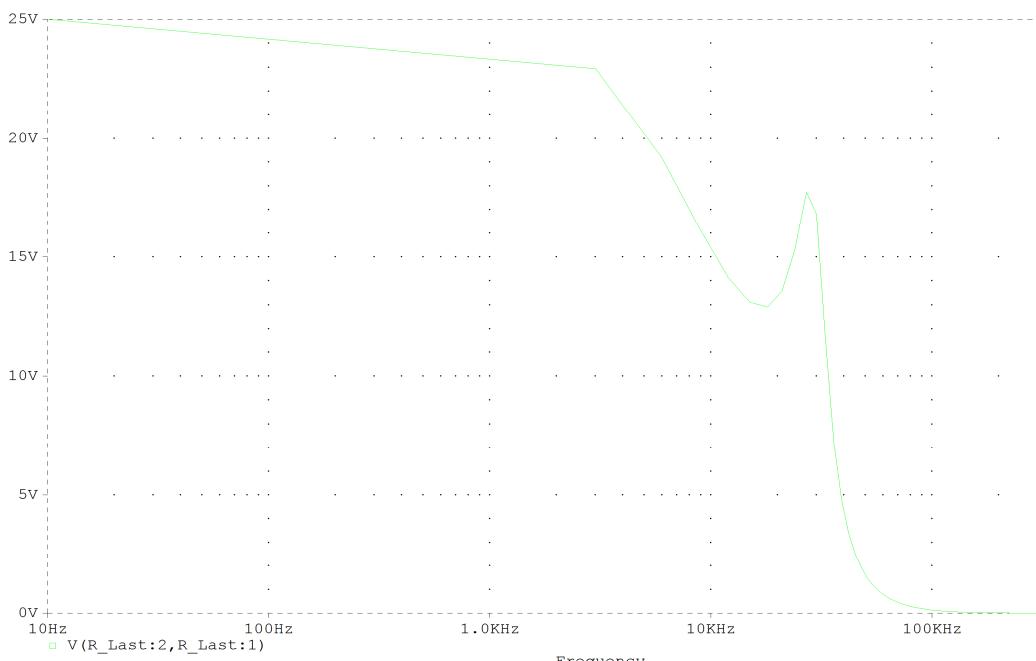


Frequenzgang des Filters mit einem Sinussignal. R_{Last} beträgt hier 4Ω

technische Daten bekannt waren. Hier wurde der Spulenkern bewickelt und ständig deren Induktivität gemessen, bis sich der gewünschte Wert eingestellt hatte. Im praktischen Aufbau zeigt sich eine starke Erwärmung von L1 (auch im Leerlauf).

Hier wurde der Spulenkern bewickelt und ständig deren Induktivität gemessen, bis sich der gewünschte Wert eingestellt hatte. Im praktischen Aufbau zeigt sich eine starke Erwärmung von L1 (auch im Leerlauf). Offensichtlich gerät der Kern in Sättigung. In der Serienfertigung sollten also andere Kerne, deren technische Daten bekannt sind, verwendet werden.

„...Im praktischen Aufbau zeigt sich eine starke Erwärmung von L1 (auch im Leerlauf) ...“

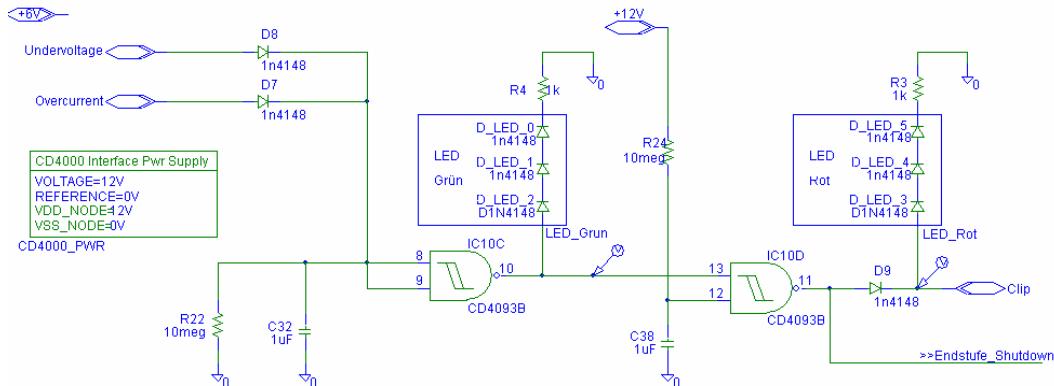


Frequenzgang des Filters mit einem Sinussignal. R_{Last} beträgt hier 2Ω . Es findet bei rein ohmscher Belastung eine starke Verformung des Frequenzganges statt. Der Höreindruck mit einem Lautsprecher bestätigte dieses Ergebniss nicht.



Für das Wickeln der Spule ist es besonders wichtig, den Spulenkörper gleichmäßig zu bewickeln.

Schutzschaltungen



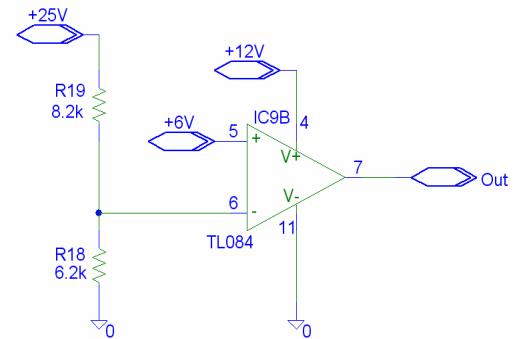
Schaltplan des Logikteils, das im Wesentlichen aus den LED Anzeigen und Gattern besteht.

Logikteil:

Hier ist die Einschaltverzögerung und die Recovery Time realisiert. Nach dem Einschalten sind zunächst alle Kondensatoren entladen. Während sich die Betriebsspannungen aufbauen, kommt es zum Auslösen des Unterspannungsschutzes. Deshalb wird über D6 der Kondensator C32 geladen. Sobald die Betriebsspannung stabil über

„...sofort wieder einschalten würde. Es würde der so genannte „Klingeleffekt“ auftreten, ...“

14V bleibt, gibt die Unterspannungsschaltung 0V aus. Da D6 dann in Sperrrichtung gepolt ist, muss sich C32 über R32 entladen. Es dauert ca. 3s (Recovery Zeit) bis der Ausgang des Gatters IC10C dadurch auf HIGH Potential umspringt (vorher: LOW). Die grüne LED beginnt zu leuchten. Zur gleichen Zeit wird auch C38 über R24 geladen (Einschaltverzögerung). Erst wenn C38 aufgeladen ist, springt der Ausgang des Gatters IC10D auf Low Potential. Die rote LED erlischt und die Gattetreiber werden freigegeben. D9 verhindert, dass der Clip-Eingang von IC10D kurzge-

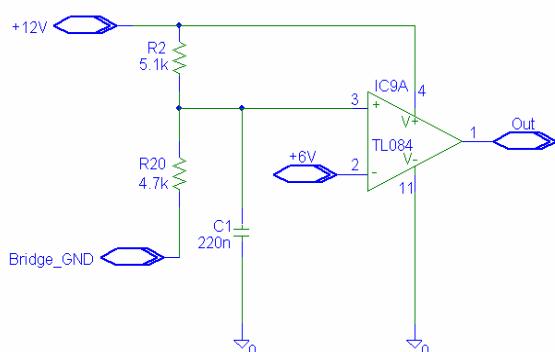


Schaltplan des Unterspannungsdetektors.

schlossen wird. Wird ein Fehler (z.B. zuviel Strom durch die Endstufe) detektiert, wird C32 wieder geladen und der Vorgang beginnt von vorne. Eine Verzögerung des Widereinschaltens ist hier sinnvoll, da nach Abschalten der Gattetreiber, die Strombegrenzung diese sofort wieder einschalten würde. Es tritt der so genannte „Klingeleffekt“ ein, den es hier zu vermeiden gilt.

Unterspannungsdetektor:

Der Unterspannungsdetektor ist notwendig, da die IR2110 ab einer Gatespannung von ca. 8V zu arbeiten beginnen. Bei einer Betriebsspannung von unter

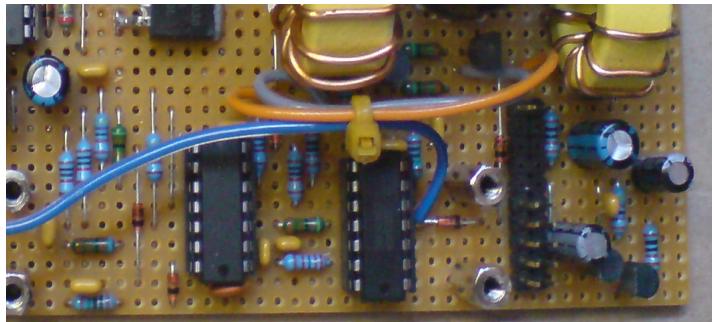


Schaltplan der Strombegrenzung.

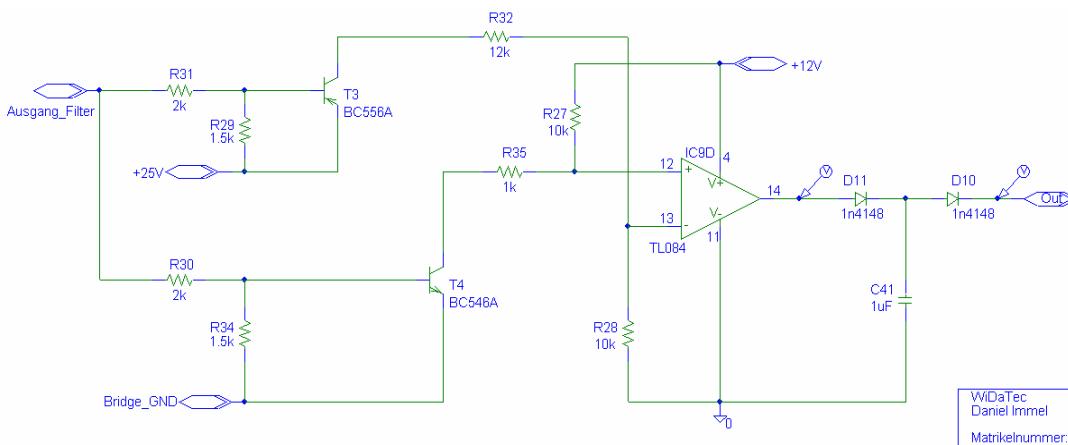
Strombegrenzung:

Die Strombegrenzung arbeitet im Prinzip genau wie der Unterspannungsdetektor. Der Strom wird über den Shuntwiderstand der Endstufe gemessen. Der Spannungsabfall an diesem Widerstand zeigt den aktuellen Stromfluss durch die Endstufe. Der Strom durch die Endstufe soll auf ca. 6A begrenzt werden, was bedeutet, dass bei 6A Strom 0,4V am

Shuntwiderstand abfallen. Der Spannungsteiler (R2 und R20) ist so dimensioniert, dass sobald an Bridge_GND 0,4V anliegen, die Spannung am nicht invertierenden Eingang über 6V steigt. Dies hat zur Folge, dass der Ausgang des Operationsverstärkers auf 12V ansteigt. Durch den Logikteil wird die Endstufe dann für 3 Sekunden abgeschaltet.



Die Schutzschaltungen und der Dreieckgenerator auf der Lochrasterplatine.



Schaltplan der Übersteuerungsanzeige (Clip Detector).

Übersteuerungsanzeige:

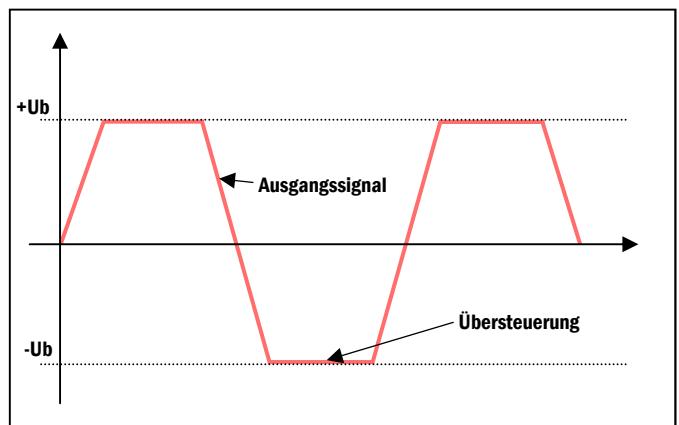
Die Übersteuerungsanzeige soll dem Anwender zeigen, wenn der Verstärker an seine Grenzen stößt. Der Verstärker kann nur soweit ausgesteuert werden, wie es die Betriebsspannung zulässt. Eine Übersteuerung (auch sehr oft als Clipping bezeichnet) ist sehr schädlich für die Lautsprecher und führt früher oder später zu ihrer Zerstörung.

Grundsätzlich ist die Schaltung in 2 Teile aufgeteilt. Der Transistor T3 mit den Widerständen R31, R29, R32 und R28 dient zur Erkennung des oberen Aussteuerbereichs, wohingegen der Transistor T4 mit den Wider-

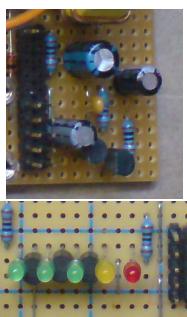
ständen R30, R34, R35 und R27 für den unteren Aussteuerbereich zuständig ist. Beide Transistoren sind im Normalbetrieb durchgeschaltet. Dadurch entsteht am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers eine positivere Spannung als am nicht invertierenden Eingang. Der Ausgang ist also Low. Sperrt nun einer der beiden Transistoren, ändern sich die Spannungsverhältnisse am Eingang des Operationsverstärkers so, dass dieser High (also ca. 12V) ausgibt. Über die Diode D11 wird nun der Kondensator C41 geladen. Der Kondensator dient dazu, die rote LED nicht nur kurz (kaum sichtbar) aufzulackern zu lassen, sondern

eine Übersteuerung anzudeuten. Der Kondensator wird auch durch die LED wieder entladen (D11 in Sperrrichtung gepolt, D10 in Durchlassrichtung).

„...Sperrt nun einer der beiden Transistoren, ändern sich die Spannungsverhältnisse am Eingang des Operationsverstärkers so, dass...“

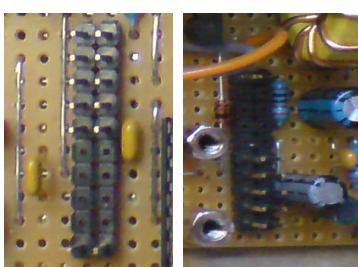


Typische Verluste in einer Class AB Endstufe.

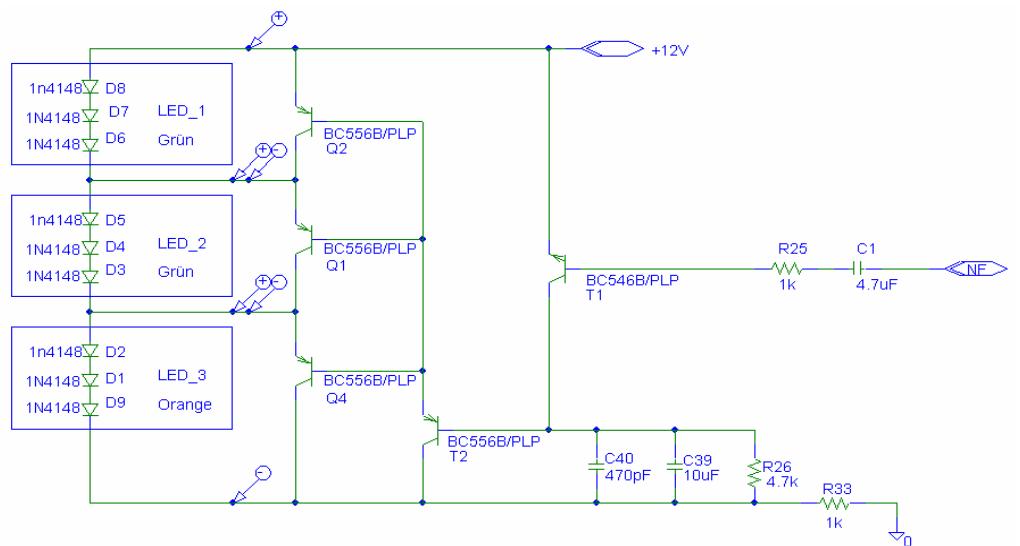


Die Aussteuerungsanzeige ist teilweise auf die Frontplatine ausgelagert. Hier befinden sich die 3 LEDs mit den Transistoren Q2, Q1 und Q4.

„...Die Typen BC456 und BC556 sind einfache Kleinsignaltransistoren (...). Es ist ohne weiteres möglich...“



Die beiden Stiftleistenanschlüsse sind so aufgebaut, das auch ein einziges 20adriges Flachbandkabel zur Frontplatine ausreicht.



Schaltplan der Aussteuerungsanzeige, die im Wesentlichen nur aus bipolaren Transistoren aufgebaut ist.

Aussteuerungsanzeige:

Die Aussteuerungsanzeige ist im Wesentlichen mit einfachen bipolaren Transistoren aufgebaut. Die Typen BC456 und BC556 sind einfache Kleinsignaltransistoren, die weit verbreitet und sehr günstig sind. Es ist ohne weiteres möglich auch andere Kleinsignaltransistoren zu verwenden (z.B. BC327 und BC337).

Im Leerlauf sind die Transistoren Q2, Q1, T2 und Q4 leitend, das heißt, die LEDs sind erloschen, da der gesamte Strom über die Transistoren fließt.

Dieser Strom wird durch R33 auf ca. 10mA begrenzt.

Das NF Signal vom Ausgang des Verstärkers wird über C1 gleichspannungsmäßig entkoppelt und über R25 der Basis des Transistors T1 zugeführt. Im Leerlauf ist T1 gesperrt. Die Aussteuerungsanzeige wertet nur die obere Halbwelle einer Halbbrücke aus. Das ist ausreichend, da es hier nur darum geht, einen groben Wert der Auslastung anzugeben. Steigt nun die Spannung am NF Eingang, wird T1 langsam leitend, das wiederum bewirkt, dass T2 langsam mit steigender Span-

nung sperrt. Je mehr T2 sperrt, desto höher die Aussteuerung, die nacheinander Q2, Q1 und zuletzt Q4 sperren lässt. So leuchten nacheinander die 3 LEDs auf.

Die beiden Kondensatoren dienen der optischen Verbesserung der Anzeige. C40 verhindert das Anzeigen kurzer Impulse (Höhen), wohingegen C39 dafür sorgt, dass die Anzeige einen kurzen Moment „gehalten“ wird. Der Widerstand R26 entlädt C39 wieder. Somit ist gewährleistet, dass die Anzeige nicht „hängen“ bleibt.

Platinenlayout

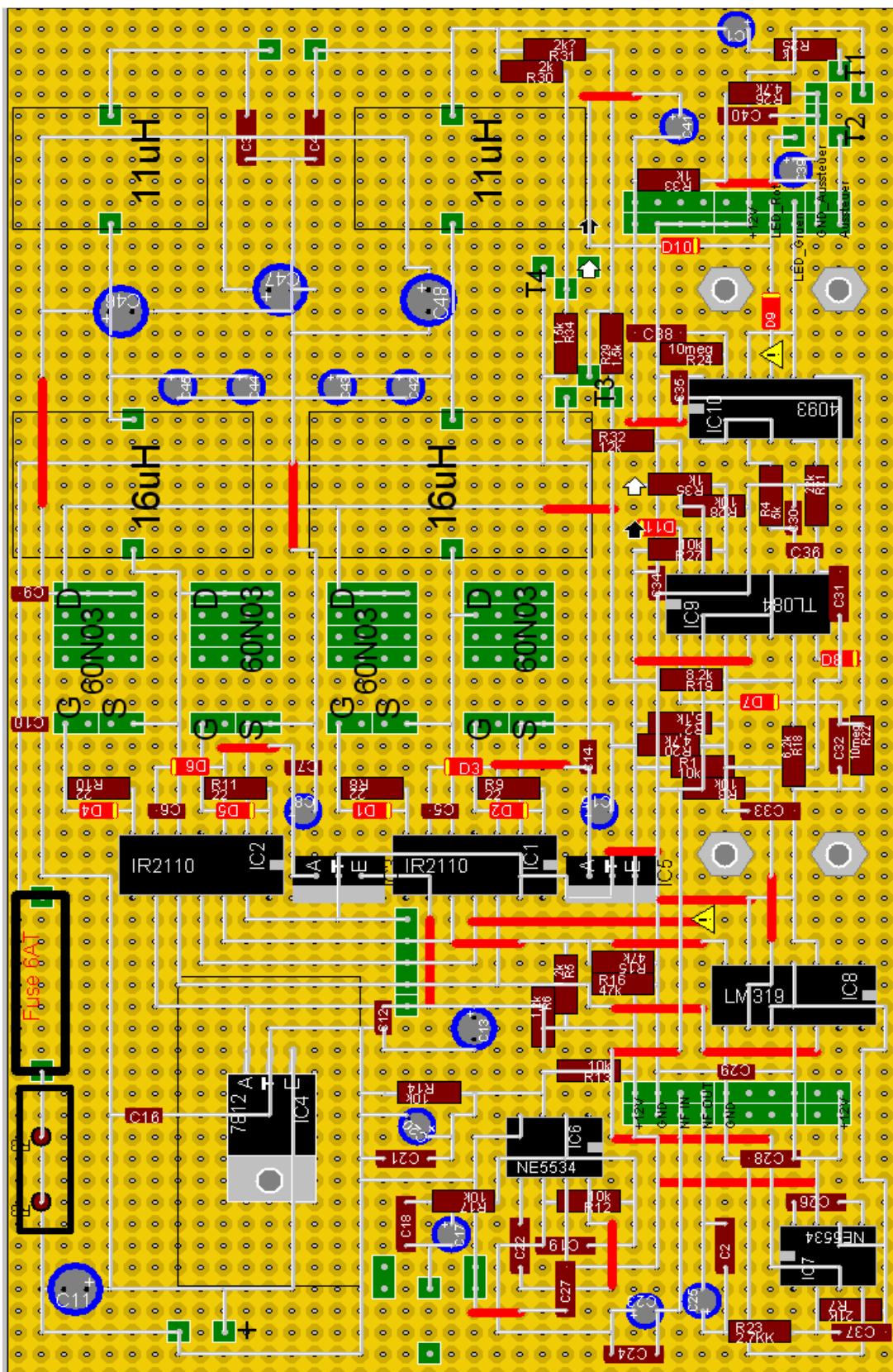
Die beim Platinenlayout wichtigen Dinge wurden im wesentlichen bereits in den einzelnen Schaltungsbeschreibungen beschrieben.

Die Flachbandkabelverbindung zum Bedien- und Anzeigeteil kann wahlweise mit einem 20poligen oder 2 unipoligen Flachbandkabeln realisiert wer-

den. Zusätzlich sind 4 Schrauben vorgesehen, mit denen die Bedienteilplatine auch direkt mit der Hauptplatine verbunden werden kann. Des Weiteren sollten der NF Teil und der Leistungsteil nicht direkt bei einander liegen, um gegenseitige Störungen zu vermeiden.

In einer eventuellen Serienferti-

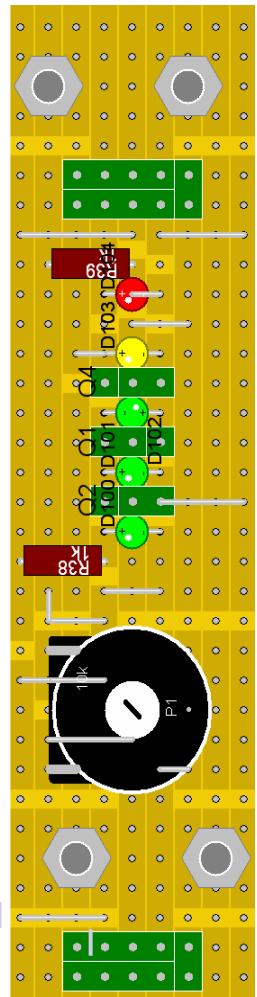
gung kann die 5-polige Stiftleiste entfallen. Diese diente während der Entwicklungszeit zur Einspeisung von Testsignalen und/oder Messungen. Die im Platinenlayout dargestellten weißen und schwarzen Drähte sind mit isoliertem Draht miteinander zu verbinden. Ebenso die beiden mit einem Ausrufezeichen versehenen Punkte.



Das Platinenlayout der Hauptplatine. Hier kommt eine Lochrasterplatine zum Einsatz.

Die Roten Linien stellen Drahtbrücken auf der Bestückungsseite dar.

Verwendet wurde das Programm Lochmaster 1.0



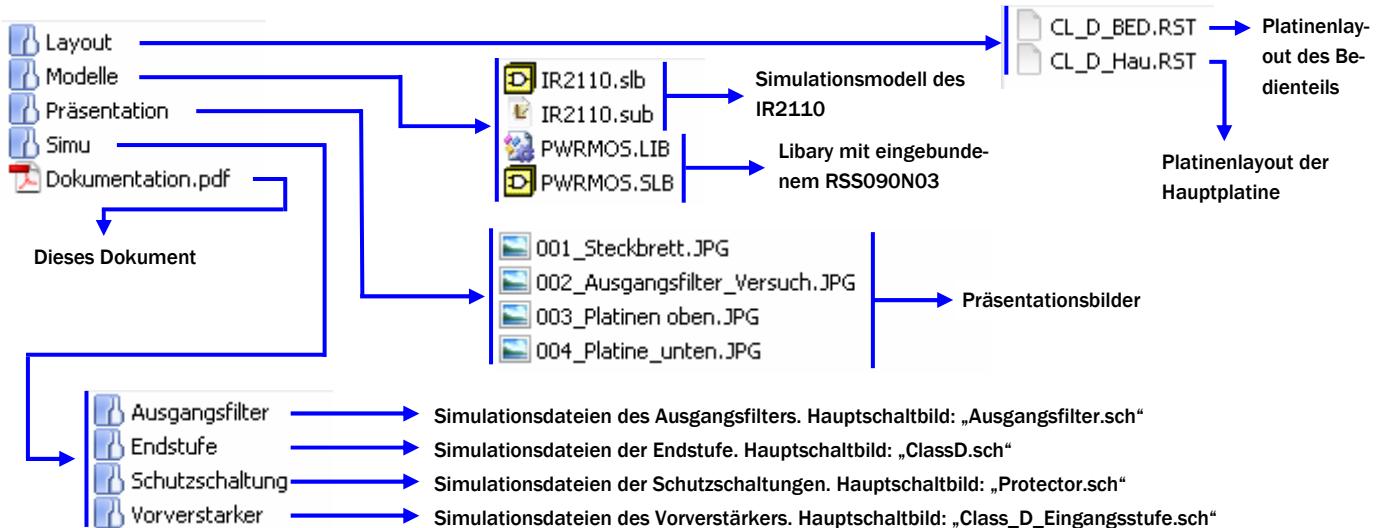
Platinenlayout des Bedienteils. Hier wurde eine Streifenrasterplatine verwendet.

Stückliste/Einkaufsliste

R1	Widerstand 0207, 10k	R32	Widerstand 0207, 12k	C23	Elko 4,5mm, 47uF	Diode, SK34
R2	Widerstand 0207, 5,1k	R33	Widerstand 0207, 1k	C24	Keramik RM5, 100n	D7 Si-Universal-Diode, 1N4148
R3	Widerstand 0207, 10k	R34	Widerstand 0207, 1,5k	C25	Elko 4,5mm, 47uF	
R4	Widerstand 0207, 5k	R35	Widerstand 0207, 1k	C26	Keramik RM5, 22p	D8 Si-Universal-Diode, 1N4148
R5	Widerstand 0207, 1,2k	R36	Widerstand, 0,12, 5Watt	C27	Keramik RM5, 100n	D9 Si-Universal-Diode, 1N4148
R6	Widerstand 0207, 1,2k			C28	Keramik RM5, 100n	
R7	Widerstand 0207, 21K	R37	Widerstand, 0,12, 5Watt	C29	Keramik RM2,5, 100n	D10 Si-Universal-Diode, 1N4148
R8	Widerstand 0207, 22	R38	Widerstand 0207, 1k	C30	Keramik RM2,5, 220p	
R9	Widerstand 0207, 22	R39	Widerstand 0207, 1k	C31	Keramik RM5, 1n	D11 Si-Universal-Diode, 1N4148
R10	Widerstand 0207, 22	C39	Elko 4,5mm, 10uF	C32	Keramik RM5, 1uF	D100 LED 3mm, grün
R11	Widerstand 0207, 22	C34	Keramik RM2,5, 100n	C33	Keramik RM5, 220n	D101 LED 3mm, grün
R12	Widerstand 0207, 10k	C1	Elko 4,5mm, 4,7u	C35	Keramik RM2,5, 100n	D102 LED 3mm, grün
R13	Widerstand 0207, 10k	C2	Keramik RM5, 100n	C36	Keramik RM2,5, 220p	D103 LED 3mm, gelb
R14	Widerstand 0207, 10k	C3	Keramik RM5, 1yF	C37	Keramik RM5, 39p	D104 LED 3mm, rot
R15	Widerstand 0207, 47k	C4	Keramik RM5, 1yF	C38	Keramik RM5, 1uF	IC1 DIL14, IR2110
R16	Widerstand 0207, 47k	C5	Keramik RM2,5, 100n	C40	Keramik RM5, 470p	IC2 DIL14, IR2110
R17	Widerstand 0207, 10k	C6	Keramik RM2,5, 100n	C41	Elko 4,5mm, 10uF	IC3 Regler, positiv, 7810
R18	Widerstand 0207, 6,2k	C7	Keramik RM2,5, 100n	C42	Elko 4,5mm, 2,2uF	IC4 Regler, positiv, 7812
R19	Widerstand 0207, 8,2k	C8	Elko 4,5mm, 10yF	C43	Elko 4,5mm, 2,2uF	IC5 Regler, positiv, 7810
R20	Widerstand 0207, 4,7k	C9	Keramik RM2,5, 100n	C44	Elko 4,5mm, 2,2uF	IC6 DIL8, NE5534
R21	Widerstand 0207, 22k	C10	Keramik RM2,5, 1uF	C45	Elko 4,5mm, 2,2uF	IC7 DIL8, NE5534
R22	Widerstand 0207, 10meg	C11	Elko 6,5mm, 2200uF	C46	Elko 6,5mm, 2200yF	IC8 DIL14, LM319
R23	Widerstand 0207, 2,7KK	C12	Keramik RM2,5, 100n	C47	Elko 6,5mm, 2200yF	IC9 DIL14, TL084
R24	Widerstand 0207, 10meg	C13	Elko 5,5mm, 1000uF	C48	Elko 6,5mm, 2200yF	IC10 DIL14, 4093
R25	Widerstand 0207, 1k	C14	Keramik RM2,5, 100n	D1	Si-Universal-Diode, 1N4148	T1 Transistor, BC546
R26	Widerstand 0207, 4,7k	C15	Elko 4,5mm, 10uF	D2	Si-Universal-Diode, 1N4148	T2 Transistor, BC556
R27	Widerstand 0207, 10k	C16	Keramik RM2,5, 100n			T3 Transistor, BC556
R28	Widerstand 0207, 10k	C17	Elko 4,5mm, 47uF	D3	Highspeed Schottky Diode, SK34	T4 Transistor, BC546
R29	Widerstand 0207, 1,5k	C18	Keramik RM5, 100n	D4	Si-Universal-Diode, 1N4148	T5 MosFet, 60N03L
R30	Widerstand 0207, 2k	C19	Keramik RM5, 39p	D5	Si-Universal-Diode, 1N4148	T6 MosFet, 60N03L
R31	Widerstand 0207, 2k?	C20	Elko 4,5mm, 10uF	D6	Si-Universal-Diode, 1N4148	T7 MosFet, 60N03L
		C21	Keramik RM5, 100n			T8 MosFet, 60N03L
		C22	Keramik RM5, 39p	D6	Highspeed Schottky	Q1 Transistor, BC556

Q2	Transistor, BC556	L1	Spule 16uH	- Kühlkörper 35x17mm für TO220	- Mutter M3
Q4	Transistor, BC556	L3	Spule 16uH	- -	Mutter M3
-	Stifteleiste, 5-polig einreihig	L2	Spule 11uH	- Glassicherung, 6AT	- Mutter M3
-	Stifteleiste, 20-polig, doppelreihig	L4	Spule 11uH	- 2x Sicherungshalter	- Flachbandkabel, 20-
-	Stifteleiste, 20-polig doppelreihig	P1	Trimmer PT 15 LV, 10k	Optional / siehe Text: - Stifteleiste, 5-polig	polig
-		-	Cinchbuchse mono	- Mutter M3	Flachbandkabel, 9- polig

Inhalt der CD-ROM



Einbinden der Simulationsmodelle

RSS090N03:

Da in diesem Falle nur ein Modell-File zur Verfügung stand, das die wichtigsten technischen Daten enthält, musste das Modell in die Libary für Mosfets „PWRMOS.LIB“ per Hand eingebunden werden. Da sich gerade die Verknüpfung mit einem Schaltsymbol als kompliziert herausgestellt hat, sind die kompletten Libarys auf der CD-ROM enthalten. Die Dateien „PWRMOS.lib“ und „PWRMOS.SLB“ sind fertig konfiguriert und enthalten außer dem hinzugefügten Modell

keine Änderungen. Diese Dateien sind in das MicroSim Verzeichnis unter „Lib“ zu kopieren. Gegebenenfalls sind vorher Sicherheitskopien der alten Dateien zu erstellen, um die Änderungen später wieder rückgängig zu machen.

IR2110:

Das Modell des IR2110 steht als so genannte Subcircuit zur Verfügung. Diese muss in Schematics über *Analysis* → *Libary and Include Files* eingebunden werden. Wählen Sie dazu *Browse...* und wählen Sie

die Datei „IR2110.sub“ auf der CD-ROM aus. Klicken Sie anschließend auf *Add Library* und bestätigen Sie mit *Ok*.

Um das Schaltsymbol in Schematics einzubinden, gehen Sie wie folgt vor: *Options* → *Editor Configurations* → *Library Settings* → *Browse....* Wählen Sie nun die Datei „IR2110.slb“ von der CD-ROM aus und bestätigen Sie mit *Ok*. Jetzt müssen noch die Pins zugeordnet werden. Platzieren Sie in Schematics ein IR2110 in einen leeren Schaltplan. Klicken Sie anschließend auf *Edit*

→ *Symbol*. Im Symboleditor klicken Sie auf *Part* → *Attributes*. Hier müssen folgende Werte eingetragen werden:

REFDES → IC?

MODEL → IR2110

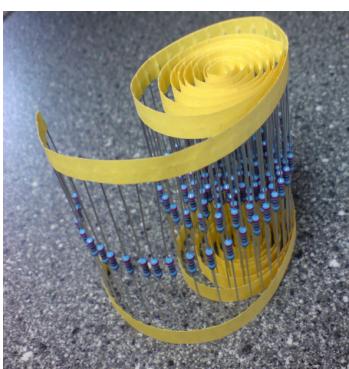
TEMPLATE →

X^@REFDES %VDD %HIN
%SD %LIN %VSS %HO %VB
%VS %VCC %COM %LO
@MODEL

Bestätigen Sie anschließend wieder mit *Ok*. Speichern Sie alle Änderungen. Die Einbindung der Modelle ist damit abgeschlossen.

Kostenrechnung

Bemerkungen:	Anzahl	Artikel	Bemerkungen	Kosten (in etwa)
Eine Kostenrechnung gestaltet sich in diesem Falle als relativ schwierig, da Bauteile verwendet wurden, die auf dem freien Markt in kleinen Stückzahlen nur schwer zu beschaffen sind. Trotzdem soll versucht werden, eine Übersicht über die Kosten zu geben.	35	Widerstände, R207	Verpackungseinheit pro Wert 100 Stück auf Rolle für maschinelle Bestückung	4,50€
Die Kosten für die Spulen, die Endstufen MosFets und die Dioden in der Gateansteuerung können nur geschätzt werden.	2	Keramikwiderstand, 5Watt, 0,125Ω	Verpackungseinheit 6 Stück auf Rolle	1,20€
Die Kostenrechnung basiert auf den Preisen im Farnell inOne und dem Elektronik Vertrieb Emsdetten (EVE).	48	Kondensatoren	Je nach Bauart und Baugröße unterschiedlich	12,20€
Die nebenstehende Aufführung geht davon aus, dass nur 1 Verstärker gebaut werden soll (da es von Anfang an als ein Lernprojekt geplant war). Bei größeren Mengen gehen die Materialpreise etwa auf 1/3 herunter.	9	Dioden, 1N4148	Verpackungseinheit 100 Stück auf Rolle für maschinelle Bestückung	2,30€
	2	Universal Schottky Dioden High Speed SK34	Preis des Ersatztyps MUR160 angenommen	2,30€
	5	LED, 3mm, verschiedene Farben	Verpackungseinheit 10 Stück/ Farbe	4,20€
	7	Kleinsignaltransistoren (BC546/BC556)	Verpackungseinheit 100 Stück auf Rolle für maschinelle Bestückung	6,50€
	4	MosFet Transistor 60N03	Preisschätzung Stück 10,60€	22,40€
	4	Spulen	Spulen Spezialanfertigungen, da die Werte nicht der Normreihe entsprechen - Stück 9,20€	36,80€
	10	IC 2x IR2110 3x Spannungsregler positiv 1x CD4093 1x TL084 2x NE5534	Einzelpreis (Stück): 4,20€ 0,70€ 0,20€ 0,40€ 0,30€	12,30€
Eine Widerstandsrolle, wie sie für die maschinelle Bestückung von Platinen geliefert wird.	-	Sonstige Kleinteile (Buchsen, Anschlüsse, Flachbandkabel etc)	Grobe Schätzung	15,00€
	-	Platine mit Lötzinn, Drähten etc.	Grobe Schätzung	15,00€
		Materialkosten:	<i>Preise basieren auf der Stückzahl von 1 Endstufe, bei größeren Stückzahlen entsprechend weniger</i>	134,70€
	340	Mannstunden (Entwicklung, Simulation, Platinenlayout, Aufbau Prototypen, Dokumentation)	Pro Mannstunde 100€	34000€
		Gesamt:		34134,70€



Eine Widerstandsrolle, wie sie für die maschinelle Bestückung von Platinen geliefert wird.

Ergebnisse und Fazit

Die erzielten Ergebnisse sind durchaus als positiv zu bezeichnen. Von Anfang an sollte der Lerneffekt beim Aufbau einer solchen recht komplexen Schaltung im Fordergrund stehen.

Eventuell war oder ist geplant den Verstärker so umzubauen, dass größere Leistungen möglich sind. Erste Vorkehrungen dazu sind schon getroffen: Die Gatetreiber können bis zu einer Spannung von 600V (!) an den Mosfets betrieben werden.

Zudem ist es denkbar, das Ausgangsfilter durch einen Transformator zu ersetzen und mit einer anderen Modulation ein Schaltnetzteil zu realisieren.

Ziel dieser Projektarbeit war es, die Technologie, die Funktionsweise einer modernen Mosfet Leistungsendstufe (gleichgültig für welchen Einsatzzweck) zu verstehen und praktisch (mit all ihren Problemen) umzusetzen. Die Entwicklung am PC mit Hilfe von PSpice erwies sich dabei als sehr hilfreich, wenn auch der Simulator nicht perfekt ist. Das größte Problem sind die Modelle in PSpice, die nicht immer den realen Werten entsprechen. Oft werden die enthaltenen technischen Daten „geschönt“. Trotz allem ist PSpice aus der heutigen Schaltungsentwicklung kaum wegzudenken. Er spart vor allem Kosten in der Entwicklung.

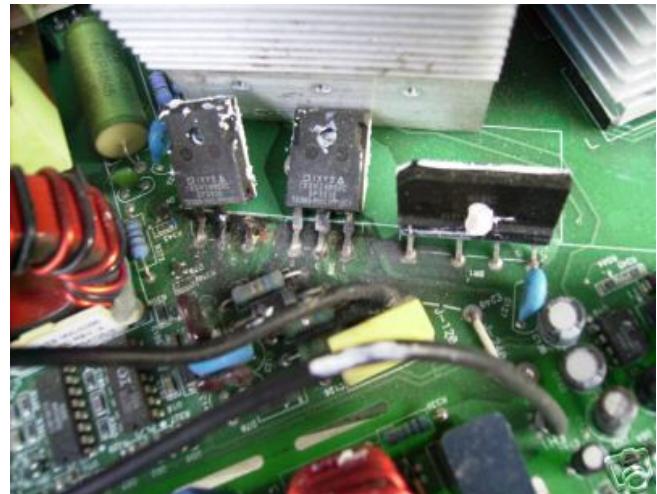
Beim Prototyp sind trotz vorheriger Simulation genug Bauteile „in Rauch aufgegangen“. Ohne die Simulation wären es bestimmt weit mehr als doppelt so

viele gewesen. Das ist insbesondere dann ärgerlich, wenn die Bauteile teuer sind. Da ich viele Teile aus Ausschlachtgeräten ausgebaut habe, ist das hier nicht so schlimm, kann aber bei einer richtigen Entwicklung schnell 100€ und mehr kosten.

Herausgekommen ist ein Audioverstärker, der sehr verlustarm arbeitet (selbst bei Volllast ist keine Erwärmung der Endstufe fühlbar) und zudem noch das macht, was ein Audioverstärker tun sollte: Gut und angenehm klingen! Der Höreindruck ist bei allen befragten Personen bisher durchweg positiv gewesen. Der Klang wird als „Detailgetreu, klar und kräftig“ bezeichnet. Eine genaue Messung der Verzerrungen war mangels eines Messgerätes leider nicht möglich.

Die zur Verfügung gestellte Ausgangsleistung von ca. 90Watt RMS an 2Ohm bei 25V Betriebsspannung ist für den HiFi Bereich ausreichend und genügt auch für die ein oder andere Gartenparty.

Insgesamt hat mir die Entwicklung sehr viel Spaß bereitet und ich habe bei kaum einem anderen Projekt soviel gelernt wie bei diesem. Obwohl die Fehler oder Probleme manchmal nicht einfach zu finden waren, ist es doch gelungen einen voll funktionsfähigen Prototypen zu bauen. Der Prototyp hat mich nun schon einige Stunden mit Musik „beschallt“ - vor allem beim Schreiben dieser Dokumentation - und ich muss ehr-



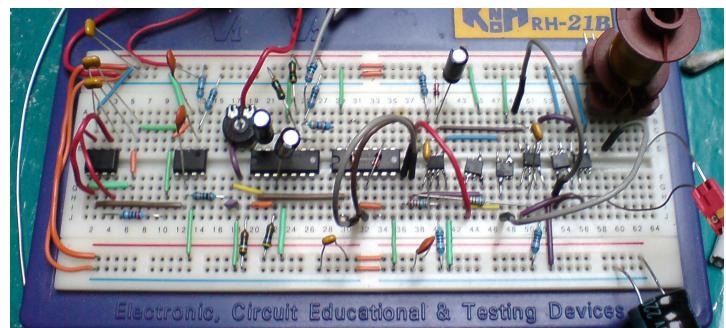
Im wahrsten Sinne des Wortes abgebrannte Leistungstransistoren in einem Schaltnetzteil. Nach einem solchen „Feuerwerk“ ist der Lerneffekt am Größten. Besonders weil diese Transistoren 25€ pro Stück kosten.

lich zugeben - das ein oder andere mal klanglich sehr begeistert.

Ich möchte mich an dieser Stelle bei allen Menschen bedanken, die mich bei dieser Projektarbeit unterstützt und mir geholfen haben.

Der Verstärker wird einen Ehrenplatz in meiner Sammlung erhalten und mir noch einige „wohlklingende“ Stunden bescheren.

„...Beim Prototyp sind trotz vorheriger Simulation genug Bauteile „in Rauch aufgegangen“. Ohne die Simulation ...“



Der erste Prototyp des Verstärkers.