Inhaltsverzeichnis

Einleitung:....1
Klassifizierung der Audioverstärker....1
Klasse A....1
Klasse AB....2
Klasse D....3
Einsatzbereiche für die Klasse D....4
Wie funktioniert ein Klasse D Verstärker ?....4
Analog modulierte Klasse D Verstärker in Detail....5
Digital modulierte Klasse D Verstärker....6
Das Projekt....6
Aufgabenstellung....6
Grundsätze zum Design....7
Die einzelnen Baugruppen....7
1. Dreieckgenerator....7
2.Brückentreiber & Brücke....8
Berechnung der Verlustleistung in den Mosfet's....10
3. LC Tiefpass am Ausgang / Demodulator....12
4. Gegenkopplung....15
5. Vorverstärker & Lautstärkeregelung....16
6. Überstromschutz....17
Oszilloskopbilder....19
Platinenlayouts....22
Verstärker....22
Versorgung....23

Einleitung:

Klassifizierung der Audioverstärker

Elektronische Leistungsverstärker werden nach ihrem Aufbau und ihrer Funktionsweise in Klassen eingeteilt. Die Klassen werden mit Buchstaben gekennzeichnet, die stellvertretend für die verwendete Technologie stehen.

Für den Audiobereich gibt es 3 relevante Klassen, die in der Praxis Anwendung finden oder fanden: Klasse A, AB und D.

Klasse A

Klasse A Verstärker haben heute nur noch eine historische Bedeutung: sie waren die ersten Verstärker. Sie werden als Audioendstufen praktisch nicht mehr eingesetzt. Der große Nachteil dieser Technologie besteht im geringen Wirkungsgrad von max. 6.25%, bei Sinus und Volllast. Dieser schon an sich geringe Wirkungsgrad wird bei Audiosignalen noch viel niederer: Ein Audiosignal nützt den Verstärker nur bei sehr kurzen Passagen voll aus. Der Mittelwert der Signalamplitude liegt sehr viel niederer als der Spitzenwert. Der Verstärker muss aber so dimensioniert sein, dass er die vom Audiosignal

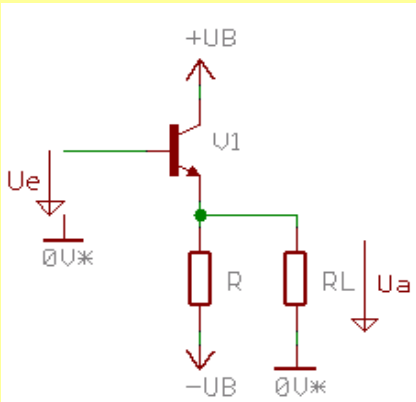


Abbildung 1: Schaltplan einer Klasse A Endstufe

geforderte Maximalleistung abgeben kann.

Bei Klasse A Verstärkern ist die Stromaufnahme unabhängig von der Energie, welche in der Last verbraucht wird, konstant.

Ein Verstärker mit 10 W Ausgangsleistung z.B. verheizt konstant 60 W, unabhängig ob an der Last Energie frei wird oder nicht.

Die Vorteile des Klasse A Verstärkers liegen in seinem einfachen Aufbau und seiner herausragenden Linearität, welche ihn noch heute bei HiFi- Freaks beliebt machen.

Klasse AB

In der gesamten Verbraucherelektronik werden beinahe Verstärker eingesetzt, welche nach dem Klasse AB Prinzip funktionieren. Nur wenige neuere Geräte bilden hier eine Ausnahme: sie verwenden Klasse D Technik.

Die Klasse AB ist ein Derivat der Klasse B:

Aufgrund der nicht idealen Eigenschaften realer Bauteile ist es in der Praxis nicht möglich gute Audioverstärker in Klasse B - Technik zu bauen. Aus diesem Grund wurde die Klasse AB entwickelt. Hier werden die bei der Klasse B auftretenden Probleme durch den Einsatz von zusätzlichen Baugruppen Kompensiert

Das Grundprinzip der Klasse AB bleibt das selbe der Klasse B:

Bei der Klasse B wird Emitterwiderstand des Klasse A – Verstärkers durch einen weiteren Transistor ersetzt, welcher nur dann leitet, wenn der Ausgang gegen die negative Betriebsspannung gezogen werden soll.

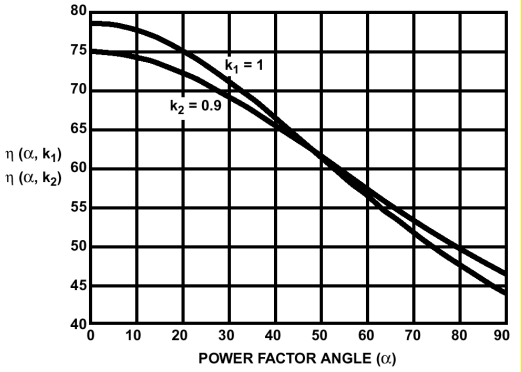


Abbildung 2: Wirkungsgrad des Klasse AB Verstärker in Funktion der Blindleistung. (Sinus & Maximallast)

Quelle: AN9525.2, Harris Semiconductor

Die beiden Transistoren bilden eine Gegentaktendstufe: Sie leiten abwechselnd, dadurch fließt kein Strom mehr direkt über die Endstufe alleine, sondern nur noch über die Endstufe in die Last. Da es an den Endstufentransistoren zu einem Spannungsabfall kommt wird, wenn ein Signal Verstärkt wird wird immer auch Energie am Verstärker frei.

Der theoretische maximale Wirkungsgrad von Klasse AB Verstärkern entspricht dem des Klasse B Verstärkers und liegt bei 78,5%. In der Praxis werden 60..70% als effektiver maximaler Wirkungsgrad erreicht. Der Wirkungsgrad dieses Verstärkertyps ist nicht nur maßgeblich vom Aufbau abhängig sondern auch von der Blindleistung des Lautsprechers. Bei schlechtem cosφ sinkt der Wirkungsgrad erheblich (siehe Abbildung 2).

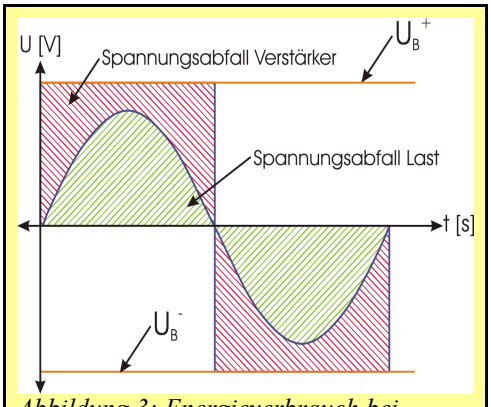


Abbildung 3: Energieverbrauch bei Klasse AB Endstufen

Die Klasse AB Verstärkertechnik ist mittlerweile stark ausgereift. Es ist möglich, qualitativ sehr gute HiFi Verstärker zu bauen. Der Einsatz von Mosfet's macht diesen Verstärker sehr rauscharm. Mit Hilfe von Differenzverstärkern in den Vorstufen kann eine ausgezeichnete Linearität erzielt werden.

Durch den Einsatz von vollintegrierten Verstärkerstufen können AB-Verstärker sehr leicht mit nur wenigen Bauteilen realisiert werden. Solche Verstärker sind nebenbei auch sehr kostengünstig.

Klasse D

Klasse-D-Verstärker haben Gegenüber den bisher genannten Verstärkern einen sehr hohen Wirkungsgrad. Theoretisch 100%, in der Praxis erreicht man über 90% (bei sorgfältigem Design). Allerdings muss man für diesen hohen Wirkungsgrad auch einen Preis bezahlen. Das Design ist viel komplizierter und größer, das macht diesen Verstärker teuer, weiters sind das Rauschen und die Verzerrungen bei diesem Verstärkertyp im allgemeinen sehr schlecht. Moderne Technologien scheinen hier Verbesserungen erkennen zu lassen (z.B. die TDAA Chipsets von TI). In vielen Anwendungen ist die Klasse D schon jetzt ein echter Konkurrent zur Klasse AB. Mit dem Fortschreiten der Technik werden es wohl mehr werden.

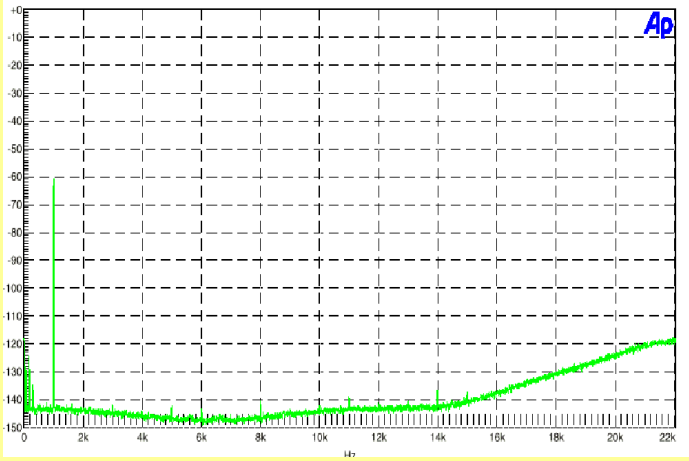


Abbildung 4: Rauschen eines TDAA (True Digital Audio Amplifier) von TI

Quelle: Texas Instruments

Der Klasse-D-Verstärker wurde 1958[1] erfunden. Damals war es aber praktisch unmöglich einen solchen Verstärker für den gesamten Audiobereich einzusetzen. Dafür existierten die notwendigen Bauteile noch nicht. Weiter als zum Einsatz in Bausätzen für Hobbyelektroniker (1970) kam er nicht.

1960[2] konnten erste Mosfet's hergestellt werden. Sie kamen 1970 auf den Markt.

Mosfet's sind die einzigen Bauteile, welche imstande sind, bei den von der Klasse D geforderten hohen Schaltfrequenzen einigermaßen verlustfrei mitzuhalten. Mit bipolaren Transistoren erreicht man nur sehr schlechte Ergebnisse in Hinblick auf Verluste und Tonqualität (Die Bandbreite des Verstärkers ist durch die geringe mögliche Schaltfrequenz begrenzt).

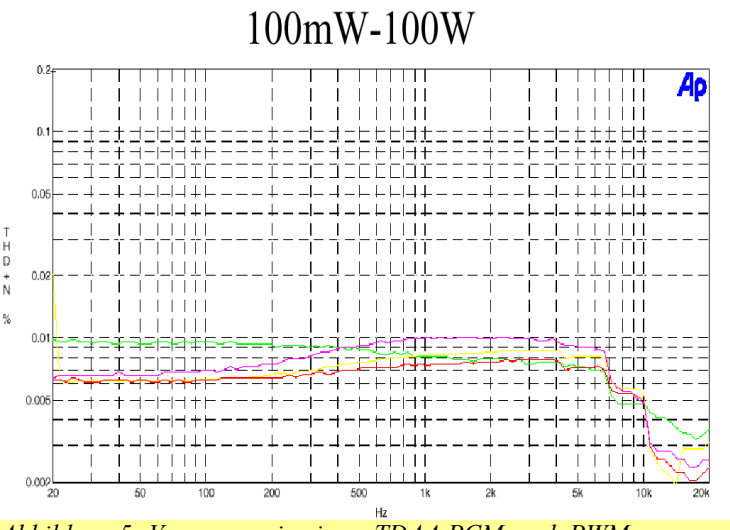


Abbildung 5: Verzerrung in einem TDAA PCM nach PWM Konverter

Quelle: Texas Instruments

Der Weg zur Klasse D war 1970 nun offen, aber noch relativ steinig. Wer damals versuchte, einen solchen Verstärker für den Audiobereich zu konstruieren, stieß auf allerlei Probleme. Es ist notwendig, eine gesammte H-Brücke (bei sparsamen Versionen nur I) bei einer Taktfrequenz von ca. 200...300kHz zu schalten, wenn man den gesamten hörbaren Bereich abdecken will. Bei MOSFET's wie in der von mir

1 Quelle: http://www.aes.org/sections/chicago/apr02review.html
2 Quelle: http://www.icknowledge.com/history/1960s.html

verwendeten Schaltung sind Gate-Ströme von über 1 A notwendig, um die Schaltverluste der Endstufe in einem genügend kleinen Rahmen zu halten. Die Ansteuerungselektronik muss diese Ströme binnen weniger nS ein- und ausschalten können. Dies bedeutet, dass ein HF Verstärker mit einer Bandbreite von vielen Mhz notwendig ist.

Erste Klasse D Verstärker wurden trotz großer Probleme relativ früh gebaut. Nicht für den Audiobereich, aber für die Ansteuerung von Asynchronmotoren: in Form von Frequenzumformern. Bei dieser Anwendung sind keine hohen Schaltfrequenzen notwendig, was den Einsatz von bipolaren Tranistoren in der Endstufe möglich macht.

Bei Frequenzumformern ist aufgrund der hohen benötigten Ausgangsleistung ein guter Wirkungsgrad von essenzieller Wichtigkeit, was den Einsatz von Klasse D notwendig macht.

Klasse D im Audiobereich wurde erst in den letzten Jahren attraktiv, als IC's zur Aussteuerung von Mosfet's auf den Markt kamen, welche es mit einfachen Mitteln erlauben, die Mosfet's mit sehr hohen Taktfrequenzen anzusteuern. Mittlerweile erlebt die Klasse-D einen regelrechten Boom. Alle größeren Halbleiterhersteller führen derzeit Produkte für Klasse D Verstärker ein b.z.w. stellen diese bereits her (z.B.: ST, Philips, TI, Maxim, Intersil, ...). Die neue Technik wird schon in vielen Produkten eingesetzt und die Anzahl der Produkte ist im Steigen begriffen.

Einsatzbereiche für die Klasse D

Vor allem in **mobilen** Anwendungen kann die Klasse D punkten (z.B. Handy, tragbare Audiogeräte,...). Bei diesen Anwendungen steht wenig Energie zur Verfügung und diese muss optimal genutzt werden, weiters ist auch der zur Verfügung stehende Platz meist sehr gering. Hier zeichnet sich der Klasse D Verstärker durch seinen geringen Stromverbrauch und das Wegfallen der Kühlkörper aus.

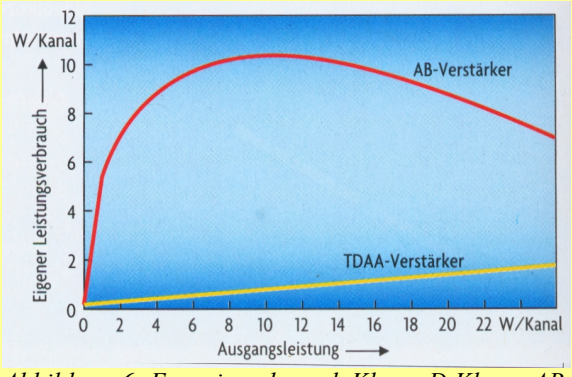


Abbildung 6: Energieverbrauch Klasse D Klasse AB

Quelle: Elektronik von 12. November 2002

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 auskommen. (z.B. von TI)

Der Einsatz von reinen digitalen Verstärkern (z.Z. nur die TDAA Serie von TI) erlaubt den Verzicht auf Digital-Analog Wandlern, somit entfällt nicht nur ein Chip. Der gesammte störungsanfällige analoge Signalweg wird dadurch vermieden und das Rauschen verringert (siehe Abbildung 4).

Für Verstärker, bei denen hohe Ausgangsleistung gefragt ist, eignet sich die Klasse D sehr gut. Hier kann der Einsatz von lauten Ventilatoren zur Kühlung vermieden werden.

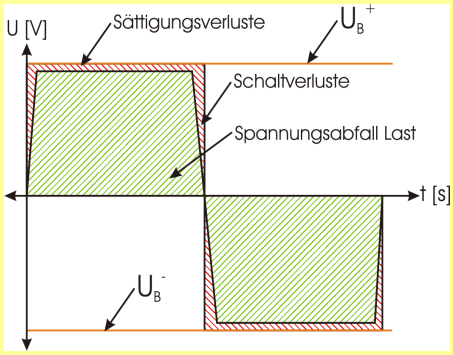


Abbildung 7: Energieverbrauch bei Klasse D Endstufen

Wie funktioniert ein Klasse D Verstärker ?

Bei einem Klasse D Verstärker wird im Gegensatz zu üblichen analogen Verstärkern nicht das Audiosignal selbst verstärkt. Es wird aus dem zu verstärkenden Signal ein anderes, digitales Signal

mit höherer Frequenz erzeugt, welches verlustarm verstärkt werden kann.

Man unterscheidet nach der eingesetzten Technik analog- und digital modulierte Klasse D Verstärker. Bei digital- modulierten muss eine digitale Signalquelle vorliegen. Mithilfe eines DSP (Digital Signal Processor) wird hier das vorliegende PCM-Signal in ein PWM-Signal umgesetzt, welches verstärkt werden kann.

Bei analog modulierenden Verstärkern liegt am Eingang ein Spannungs- oder Stromsignal an. Aus diesem kann mit verschiedenen Methoden ein PWM-Signal generiert werden. Da die Modulation nicht zu 100% perfekt ist und Totzeiten Fehler verursachen wird üblicherweise ein Regelkreis in die Schaltung integriert, welcher diese Fehler korrigiert.

Analog modulierte Klasse D Verstärker in Detail

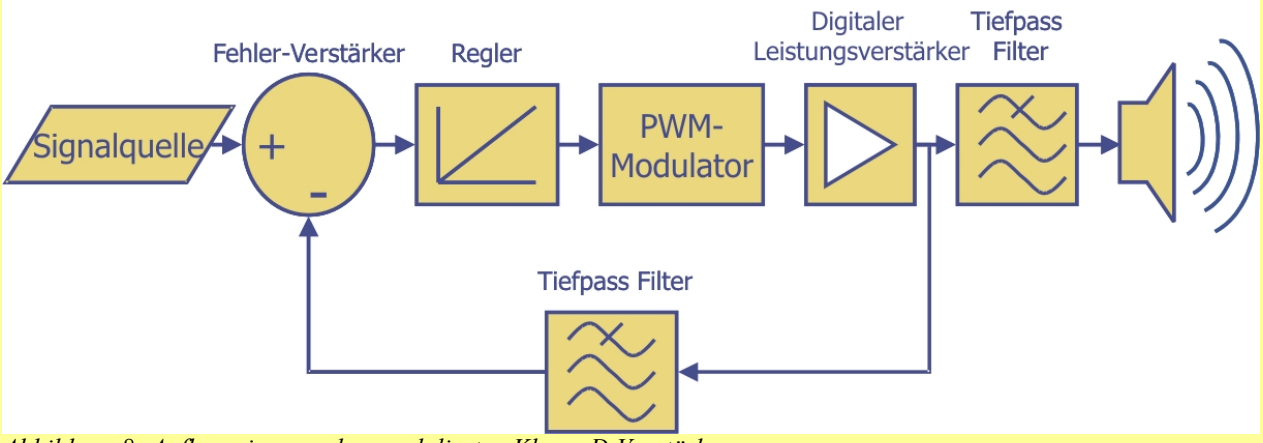


Abbildung 8: Aufbau eines analog modulierten Klasse D Verstärkers

Der von mir gebaute Verstärker arbeitet nach dem hier beschriebenen Schema. Im Detail können andere Verstärker von diesem Schema abweichen. Die Funktionsweise bleibt aber immer dieselbe:

Ein Pulse With Modulator (PWM) generiert aus dem zu verstärkenden Signal und der Trägerspannung (ein 3-Eck Signal) ein digitales Signal.

Die Frequenz der Trägerspannung beträgt im Normalfall ca. das 10-fache der oberen Grenzfrequenz des Audiosignals. Zwar würde nach Nyquist eine Abtastung mit der doppelten Frequenz genügen, in diesem Fall lässt sich nachher das Audiosignal nicht mehr rekonstruieren, da es nicht möglich ist, Filter mit einer so hohen Selektivität einzusetzen, im Ausgangsignal würden dadurch sehr starke Überreste des Trägers verbleiben, welche für Tiere (Hunde) unangenehm sind und den Lautsprecher, sowie die Endstufe unnötig belasten. Weiters arbeitet die notwendige Gegenkopplung bei hohen Frequenzen besser. Bei niederen Frequenzen kann ein Regelkreis nur beschränkt bzw. gar nicht mehr arbeiten, was einen sehr hohen Anstieg der THD (Total Harmonic Distortion) auf den hohen Signalfrequenzen zur Folge hätte.

Das Resultierende, digitale Signal kennt nur zwei Zustände. Die Information, welche im Audiosignal enthalten war, steckt nun im Tastverhältnis. Der Mittelwert des PWM Signals ist über eine Zeiteinheit berechnet proportional zum Mittelwert des Audiosignals.

Dieses neue Signal lässt sich leicht verstärken, wobei bei der Verstärkung nur sehr geringe Verluste entstehen. Um nach der Verstärkung das originale 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 ist es bei längeren Anschlussdrähten zum Lautsprecher notwendig, immer einen LC Filterkreis zu verwenden, die Anschlussdrähte wirken ansonsten als Antenne.

Da der gesammte Modulations- und Verstärkungsprozess nicht linear ist und Fehler entstehen, ist es notwendig eine Gegenkopplung einzuführen, welche die Nichtlinearitäten ausgleicht. Ein einfacher PI-Regler reicht hierfür aus.

Digital modulierte Klasse D Verstärker

Dank moderner DSP (Digital Signal Processor) ist es möglich, eine PWM Konversion auch voll digital, ohne analoge Komponenten zu realisieren. Eine digitale Signalquelle (z.B. ein CD-Player) ist hierfür erforderlich. Vorteil dieser Technik ist, dass es zu keinen Störungen wie im analogen Verstärker kommen kann und dass die Linearität beinahe (die Endstufe ist immer noch analoge Störungsquelle und nicht linear) unabhängig von anlogen, oft nicht linearen Komponenten ist (z.B. nicht perfekte 3-Eck Spannung im Modulator). Probleme bei digitalen Modulationen gibt es aber reichlich. Klassische digitale Modulationsverfahren können nicht verwendet werden, da zu hohe Taktfrequenzen benötigt würden. Eine Standard PWM-Konversion von 16Bit/44,1kHz (CD-Qualität) mit einem simplen Zähler benötigt eine Taktfrequenz von 2,9 GHz. Der Einsatz von anderen Techniken ist deshalb erforderlich. Firmen verwenden hierfür komplizierte Algorithmen. Eine der einfacheren Techniken ist z.B. das Noise Shaping. Noise Shaping Filter höherer Ordnung werden vielfach eingesetzt, auch wenn sie oft nur einen Teil des Modulationssystems ausmachen und durch weitere Algorithmen ergänzt werden (Noise Shaping hat den Nachteil, dass es zu vielen Schaltvorgängen kommt, was unerwünscht ist). Wichtig bei rein digitalen Verstärkern ist eine lineare PCM zu PWM Konversion. Das Ausgangssignal des DSP wird meist direkt verstärkt ohne eine Gegenkopplung zu verwenden. Aus diesem Grund werden bei solchen Verstärkern hohe Anforderungen an Design, Ausgangsstufe und Stabile Versorgungsspannung gestellt, da Fehler im Signal die durch die Versorgungsspannung oder Resonanzen der Endstufe entstehen nicht mehr korrigiert werden und im Signal auftreten.

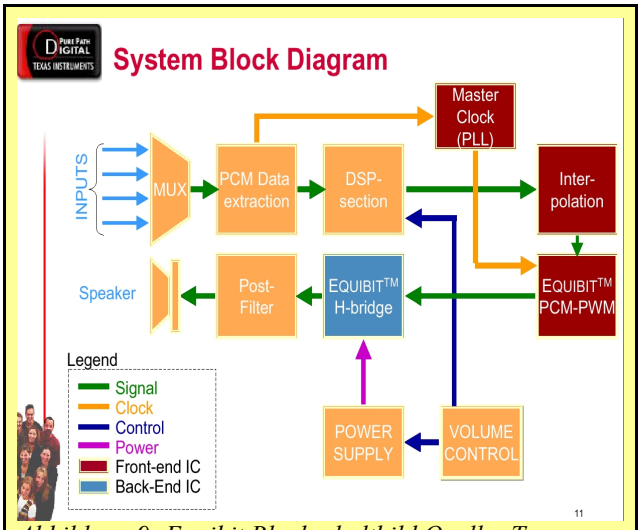


Abbildung 9: Equibit Blockschaltbild Quelle: Texas Instruments

Firmen wie z.B. TI stecken viel Kapital in die Entwicklung von Klasse D Verstärkern, mit Erfolg, wie die TDAA Serie (Die mit Equibit Technik von Toccata ausgestattet ist) zeigt.

Auch Verstärker anderer Hersteller, die in letzter Zeit auf den Markt gekommen sind, haben gezeigt, dass die Klasse D Technik, vor allen, wenn sie mit DSP Technologie kombiniert wird, sich nicht nur zum Stromsparen eignet, sondern auch hervorragende HiFi-Verstärker abgibt.

Das Projekt

Aufgabenstellung

Ziel war die Konstruktion eines Verstärkers der mit Klasse-D Technik arbeitet. Grundsätzlich stellte sich die Frage nach dem zu wählenden Funktionsprinzip. Sollte er Analog oder Digital arbeiten?

Digitale Technik bietet die bessere Ton-Qualität, die gesammte Elektronik hätte sich darauf

beschränkt, ein fertiges Design anzusteuern und mit Strom zu versorgen, da das Entwickeln einer Software für einen DSP für mich im Bereich des Unmöglichen liegt.

Das von mir gewählte, analoge Design basiert auf einem fertigen Chip, welcher die H-Brücke ansteuert, da eine diskrete Ansteuerung extrem schwierig und umständlich ist. Dadurch kommen aber Überlegungen wie Gegenkopplung, Generieren der Trägerspannung und analoges Verstärkerdesign in den Vordergrund.

Eine wichtige Überlegung bei der Entwicklung war es, die Vorteile der Klasse D hervorzuheben. Da die Konstruktion eines besonders kleinen Verstärkers nicht in meinen Möglichkeiten steht sollte sich der Verstärker durch besonders hohe Leistung auszeichnen.

Da alle Klasse D Verstärker gleich arbeiten ist bei diesem Verstärker die Schaltung nicht besonders aufregend. Ich habe eine bestehende Schaltung, welche auf den verwendeten Chip angepasst ist übernommen und meinen Bedürfnissen angepasst. Dies umfasste eine komplette neue Dimensionierung und Berechnung aller Bauteile, sowie die Entwicklung neuer Schaltungsteile.

Grundsätze zum Design

Das Design lehnt sich an eine Application Note von Harris Semiconductor an. Es hält sich zu 100% an das Blockschaltbild in Abbildung 8.

Die einzelnen Baugruppen

Die Komponenten der Schaltung bilden in sich abgeschlossene Baugruppen, welche untereinander zusammenspielen. Sie können strikt begrenzt und einzeln erläutert werden.

Folgende Baugruppen werden im Verstärker benötigt:

1. Dreieckgenerator
2. Brückentreiber & Brücke
3. Ausgangsfilter
4. Gegenkopplung
5. Vorverstärker & Lautstärkeregelung
6. Überstromabschaltung

1. Dreieckgenerator

Der Dreieckgenerator sollte ein möglichst lineares, spitzes und rauscharmes Dreieck generieren. Dabei sollten möglichst Standardbauteile verwendet werden. Um die geeignetste Schaltung zu finden, wurden verschiedene Schaltungen getestet. Die im Application Note angeführte Schaltung erwies sich als wenig geeignet, da die Spitzen des Dreiecks zu abgeflacht waren. Weitere Schaltungen zeigten andere Probleme. Die als am besten geeignet befundene Schaltung zeigt Abbildung 12. Dabei wird ein TLC555 als Schmitt Trigger und ein schneller OPV als nicht invertierender Integrator verwendet. Die Berechnung für R1 und R4 ist in Abbildung 10 zu finden.

$$U_a = \frac{1}{RC} \cdot \int_{T_0}^{T_0+t} U_e(t)\,dt + U(T_0)$$

$$U_e(t) = \frac{U_b}{2}$$

$$Ua = \frac{1}{RC} \cdot \frac{U_b}{2} \cdot t + U(T_0)$$

$$U_{t1} = \frac{1}{3} U_b$$

$$U_{t2} = \frac{2}{3} U_b$$

$$U(T_0) = U_{t1}$$

$$Ua = U_{t2}$$

$$f = 300\,kHz$$

$$t = \frac{1}{2f}$$

$$t = 1{,}6\,\mu S$$

$$\frac{2}{3} U_b = \frac{1}{RC} \cdot \frac{U_b}{2} t + \frac{1}{3} U_b$$

$$\frac{1}{3} = \frac{t}{2 \cdot R \cdot C}$$

$$R = \frac{3 \cdot t}{2 \cdot C}$$

$$C = 1\,nF \Rightarrow R2.4\,k\,\Omega \Rightarrow 2.2\,k\,\Omega \in E12$$

Abbildung 10: Berechnung des Oszillators

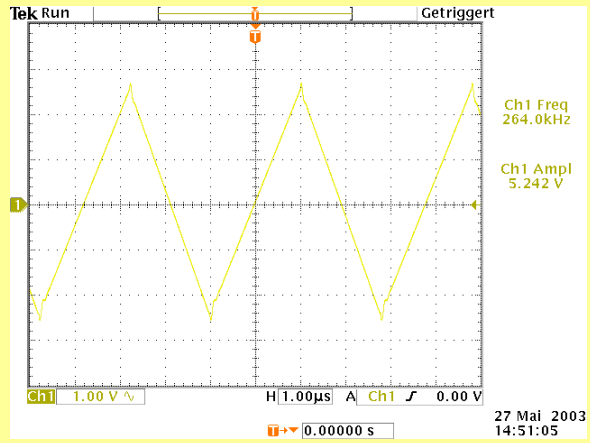


Abbildung 11: Ausgangssignal des Dreieckgenerators

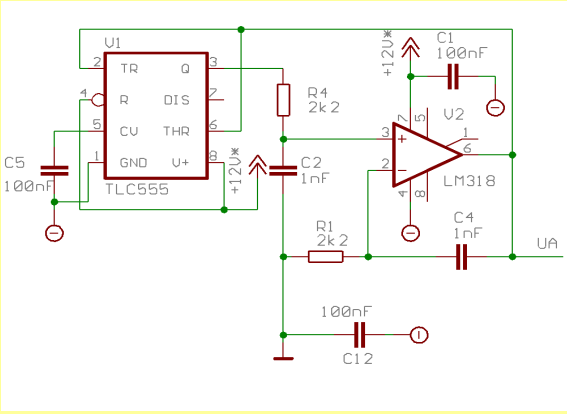


Abbildung 12: 270 kHz Dreieckgenrator

Da der TLC555 in der Praxis eine hohe Verzögerung zwischen Erreichen der Triggerschwelle und Setzen des Ausgangs aufweist steigen die Triggerschwellen an. Die berechnete Frequenz von 300kHz wird somit nicht erreicht. Gemessen wurde eine Frequenz von 270 kHz. In der weiteren Dimensionierung wird dies berücksichtigt.

2.Brückentreiber & Brücke

Als Brückentreiber wird der IC HIP4080 von Intersil verwendet. Er kann mit Versorgungsspannungen bis zu 80 V arbeiten und liefert bis zu 2.5 A Gatestrom für die Mosfet's. Er arbeitet mit Bootstrap Kondensatoren um die oberen Mosfet's einzuschalten und mit integrierten Ladungspumpen um sie im aktiven Zustand zu halten.

Genauere Informationen zur Beschaltung des Brückentreibers als die hier aufgeführten, sind dem entsprechenden Datenblatt (erhältlich auf der Homepage von Intersil) zu entnehmen.

Als Mosfet's werden IRF540 verwendet. Diese zeichnen sich durch einen geringen $r_{DS\ ON}$ aus, wodurch die Verlustleistung im Sättigungszustand, sowie die Schaltverluste gering gehalten werden und somit ein guter Wirkungsgrad erreicht wird. Weiters haben die Mosfet's folgende Eigenschaften: U_{DS}=100V und I_{DS}=28A (bei 25°C; 20A bei 100°C) maximal. Benötigt wird U_{DS} =70V, der Mosfet ist also um 23% überdimensioniert. Als Strom werden für 400 W bei 4 Ω 10A RMS verlangt (d.h. 14.1 A Spitzenstrom bei Sinus). Der Strom teilt sich auf 2 Mosfet's auf, es bleiben ca. 7 A RMS pro Mosfet. Die Mosfet's sind auch in diesem Bereich überdimensioniert, was sich positiv auf die Lebenserwartung auswirkt.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^t I_x^2(t)\,dt}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot T$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_x = \hat{I} \cdot \sin(\omega \cdot t) \; für \; t < \frac{T}{2} \\ I_x = 0 \; für \; t \geq \frac{T}{2} \end{array} \right\}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \hat{I}^2 \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} \sin^2(\omega \cdot t)\,dt}$$

$$I_{RMS} = \hat{I} \cdot \sqrt{\frac{1}{4}}$$

$$\hat{I} \simeq 14{,}1\ A \Rightarrow I_{RMS} \approx 7\ A$$

Abbildung 13: Berechnung des RMS Stroms pro Mosfet in der H-Brücke

Da die Erholzeit der Freilaufdioden 30 nS beträgt, wird auch für die Mosfet's diese Zeit als Einschaltzeit verwendet. Somit wird ein allzu hoher Impulsstrom in den Mosfet's vermieden und die Verlustleistung in Grenzen gehalten.

Die benötigte Gateladung beträgt 30 nC, diese Ladungsmenge muss wie gesagt innerhalb von 30 nS beim Ein-und Ausschalten in die Mosfet's gepumpt werden.

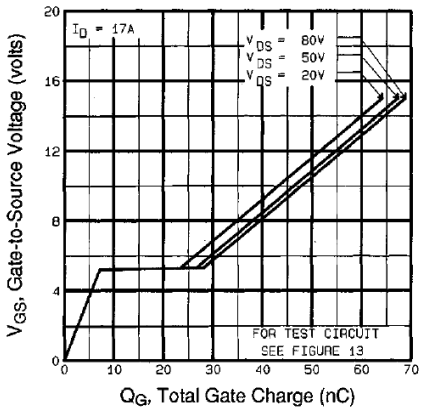


Abbildung 14: Ladung der parasitären Gatekapazität des IRF540

Quelle: International Rectifier

Um die Zeit von 30nS ungefähr konstant zu halten, werden den MOSFET's Gatewiderstände vorgeschaltet. Dies ist auch wichtig um HF- Schwingungen während der Schaltvorgänge zu vermeiden und die Verlustleistung am Treiber IC gering zu halten.

Abbildung 14 ist zu entnehmen, dass die Plateauspannung des Mosfet bei ca. 5 V liegt. Es bleiben also noch ca. 5 V bis zur Bootstrapspannung von 10V die am Gatewiderstand während der Ladung der Gatekapazität abfallen (die lineare Rampe vor dem Erreichen des Plateaubereichs wird vernachlässigt).

Der benötigte Strom kann mit der Formel: $Q = I \cdot t$ berechnet werden. Da Q = 30 nC und t = 30 nS ist I = 1A. Bei 5 V ergibt das einen Gatevorwiderstand von 5 Ω. Der nächste Normwert ist 4,7 Ω. Aufgrund des hohen Einschaltstromes und der damit verbundenen Verlustleistung ist es notwendig Widerstände zu ½ W zu verwenden, welche eine Spitzenleistung von 23 W aushalten müssen.

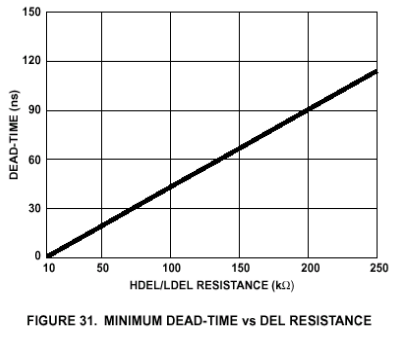


Abbildung 15: Zu wählender Widerstand für die benötigte Totzeit

Quelle: Intersil

Metallschichtwiderstände sind wegen der hohen Impulsleistung für diese Anwendung nicht geeignet, es ist (auch bei SMD Fertigung) notwendig Kohleschichtwiderstände einzusetzen, welche die Impulsleistung, ohne beschädigt zu werden, aufnehmen können.

Da auf keinen Fall beide Mosfet's gleichzeitig leiten dürfen, sind am IC Totzeiten einzustellen, während denen die Mosfet's vom leitenden in den nichtleitenden Zustand wechseln können und die Gatekapazitäten entladen werden. Das Ausschalten der Mosfet's erfolgt sofort, während der Einschaltvorgang verzögert wird.

Da die Plateauspannung ca. ½ mal die Bootstrapspannung beträgt ist die Entladezeit ca. gleich lange wie die Ladezeit, es kann also mit einer Entladezeit von ca. 30nS gerechnet werden.

Als Verzögerung werden ca. 50 nS gewählt, zu den 30 nS werden 20 nS Sicherheit dazugerechnet (Die Mosfet's müssen 100% sicher sperren sonst steigt die Verlustleistung und die Mosfet's könnten zerstört werden).

Laut Datenblatt des HIP4080 sind zum Einstellen der Verzögerung 2 Widerstände in die Schaltung einzusetzen (einer für die oberen beiden Mosfet's und einer für die unteren). Die zur jeweiligen Verzögerungszeit gehörenden Werte für die Widerstände können mithilfe einer Grafik bestimmt werden (siehe Abbildung 15). Für die gewünschte Totzeit von 50nS ergeben sich 120 kΩ. Die Widerstände sind identisch, da die oberen und unteren Mosfet's identisch sind.

$$Q = I \cdot t$$

$$\left.\begin{cases} I_r \approx 1\ A\ (bei\ I_F = 0.5\ A) \\ t_{rr} \approx 50nS \end{cases}\right\} \Rightarrow Q_{rr} \approx 50\,nC$$

$$Q = \Delta U \cdot C \Rightarrow C = \frac{Q}{\Delta U}$$

$$Q_{FET} < 100nC$$

$$Q_{ges} = Q_{FET} + Q_{rr}$$

$$\left.\begin{cases} Q_{ges} = 150\,nC \\ \Delta U_C = 1{,}5\,V \end{cases}\right\} \Rightarrow C \approx 100nF$$

Abbildung 16: Berechnung des Minimal benötigten Bootsrapkondensators

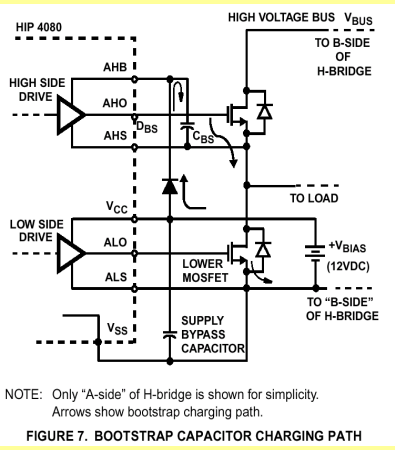


Abbildung 17: Ladung eines Bootstrapkondensators

Quelle Intersil AN9324.3

Als Dioden, zur Ladung der Bootstrap-Kondensatoren werden die im AN9324.3 von Intersil empfohlenen UF4002 verwendet. Diese haben ein t_{rr} von 50nS (laut Datenblatt von Fairchild Semiconductor, Intersil gibt für dieselbe Diode in der genannten Application Note 25nS an), halten eine Spannung von 100V und einen Strom von 1A aus.

Aus diesen Daten kann die benötigte Kapazität der Bootstrap-Kondensatoren berechnet werden.

Die Berechnungen sind Abbildung 16 zu entnehmen. I_r und t_{rr} stammen aus dem Datenblatt zur Diode von Fairchild Semiconductor. Die Ladung, welche für den Mosfet benötigt wird, wurde etwas größer angenommen als dem Datenblatt zu entnehmen war (Siehe Abbildung 14; 50nC bei 10V). Die Gatespannung der Mosfet's soll nach der Ladung ca. 10V sein, damit diese sicher sättigen. Da die Betriebsspannung 12V ist, bleiben also 2V, welche in der Bootstrapschaltung verloren gehen können. Eine Diodendurchlassspannung (ca. 0,6V) fällt an der Bootstrapdiode ab, es bleiben also ca. 1,5V, welche durch den Erholungsstrom der Dioden und die Gateladung verloren gehen dürfen. Der resultierende Kondensator ist ca. 100nF. Als Kondensatortyp wird ein Vielschichtkondensator mit HDK Dielektrikum gewählt. Dieser hat eine geringe Eigeninduktivität, was sich bei den hohen Schaltfrequenzen positiv auswirkt. Für den Kondensatorwert sind die Grenzen nach oben offen, weshalb es eventuell angebracht sein könnte, einen größeren Bootstrapkondensator einzusetzen, wenn dies notwendig sein sollte. Es ist auf jeden Fall notwendig in der Praxis zu erproben, ob der gewählte Wert geeignet ist oder ob ein anderer Wert vorzuziehen ist.

Berechnung der Verlustleistung in den Mosfet's

Die Verlustleistung in den Mosfet's wird durch 2 Faktoren hervorgerufen, welche auch bei der Wahl der Mosfet's berücksichtigt wurden: Die Sättigungsverluste, welche durch den $r_{DS\ ON}$ hervorgerufen werden und die Schaltverluste, welche während dem Ein- und Ausschalten der Mosfet's entstehen, diese sind von den Schaltzeiten, der Betriebsspannung, der Erholcharakteristik und dem Betriebsstrom abhängig. Diese Verlustleistung ist relativ schwierig zu berechnen, sie wird deshalb hier nur angenähert und ist mit großen Tolleranzen behaftet.
Die durch den Sättigungswiderstand entstehende Verlustleistung lässt sich relativ leicht berechnen:
Im Sättigungzustand verhält sich ein Mosfet wie ein ohmscher Widerstand. Für den Ohmschen Widerstand gilt: $P=I^2R$. Der RMS Strom, der maximal durch einen Mosfet fließt, wurde im vorhergehenden Kapitel berechnet. Er beträgt ca. 7A, der Sättigungswiderstand der verwendeten

Mosfet's liegt (laut Datenblatt von International Rectifier) bei U_{GS}=10V und I_{DS}=17A bei 0,077 Ω. Aus diesen Werten folgt eine Verlustleistung von 3,77W in jedem Transistor bei Volllast. Bei 400W Leistung beträgt sie insgesamt 3,77 W * 4 = 15 W, was 3,8% der Ausgangsleistung entspricht. Diese Verlustleistung verhält sich linear zur Ausgangsleistung, sie ist konstant 3,8% der Ausgangsleistung. Bei 200W betragen demnach die durch die Sättigung entstehenden Verluste 7,5W auf alle 4 Mosfet's verteilt.

$P_{sch} \dots Schaltverlust\ 1\ Mosfet$

$t_{sch} \dots Schatzeit\ 1\ Vorgang$

$$P_{sch} = 2 \cdot f_{PWM} \cdot \int_0^{t_{sch}} U(t) \cdot I(t)\, dt$$

$$\left.\begin{array}{l} I(t) = I_{RMS} \\ U(t) = U \cdot \dfrac{t}{t_{sch}} \end{array}\right\} \Rightarrow$$

$$\int_0^{t_{sch}} U(t) \cdot I(t)\, dt = I_{RMS} \cdot U \cdot \int_0^{t_{sch}} \frac{t}{t_{sch}}\, dt$$

$$\int_0^{t_{sch}} U(t) \cdot I(t)\, dt = I_{RMS} \cdot U \cdot t_{sch} \cdot \frac{1}{2}$$

$$\Rightarrow P_{sch} = f_{PWM} \cdot U \cdot I_{RMS} \cdot t_{sch}$$

$$\left.\begin{array}{l} f_{PWM} = 300\,kHz \\ t_{sch} = 30\,nS \\ U = 70\,V \\ I_{RMS} = 10A \\ t_{sch} = 30\,nS \end{array}\right\} \Rightarrow P_{sch} = 6{,}3\,W$$

$$\left.\begin{array}{l} P_{out\,max} = 400W \\ P_{sch} \sim I_{RMS} \\ P_{sch\,ges\,max} = 4 \cdot P_{sch} = 25{,}2\,W \end{array}\right\} \Rightarrow P_{sch\,ges} = 6{,}3\% \cdot P_{out}$$

Abbildung 18: Proportionale Schaltverluste

Da der $R_{DS\ ON}$ der Mosfet's relativ hoch ist, sind in der Schaltung Freilaufdioden vorgesehen, welche verhindern sollen, dass die Freilaufdioden zu leiten beginnen. Beim Einsatz von Mosfet's mit geringerem $R_{DS\ ON}$ könnten die Freilaufdioden entfallen. Der Einsatz solcher Mosfet's hätte auch den Vorteil, dass die Verlustleistung gesenkt werden könnte. Ihr Einsatz wäre wünschenswert.
Die Body-Dioden der Mosfet's haben eine sehr lange Erholzeit, sollten sie sich während des Schaltens im leitenden Zustand befinden würde eine sehr große Ladungsmenge über sie verschoben, was zu einer hohen Verlustleistung und eventuell auch zu Stromspitzen, in einem nicht tolerierbaren Ausmaß führen könnte (die Mosfet's könnten dadurch zerstört werden).

Die Schaltverluste werden von 2 Faktoren hervorgerufen. Dem Strom, der während des Schaltvorganges durch den Mosfet in den Verbraucher fließt und dem Strom, der während der Erholzeit der Freilaufdioden in diese fließt.
Der Strom, der in den Verbraucher fließt, wird von den Induktivitäten des Ausgangsfilters konstantgehalten und ist somit gleich dem Ausgangsstrom der Schaltung (=10 A RMS max.) + dem Blindstrom welcher in das Ausgangfilter fließt (dieser wird in der Berechnung nicht berücksichtigt). Die durch diesen Strom hervorgerufene Verlustleistung ist proportional zur Ausgangsleistung der Schaltung (eine konstante-, sowie eine frequenzabhängige Verlustleistung wird auch durch den Blindstrom des Filters hervorgerufen, diese werden hier aber nicht berechnet).
Die Berechnung der Verlustleistung ist Abbildung 18 zu entnehmen. Bei jedem Umschalten wird die Energie $E = \int_0^{t_{sch}} U(t) \cdot I(t)\, dt$ im Mosfet frei. Aufgrund der rein induktiven Last und der hohen Schaltfrequenzen ist der

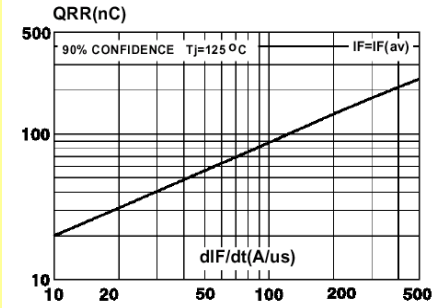


Abbildung 19Erholladung BYW80
Quelle: BYW80 Datenblatt von SGS Thomson

Strom im Mosfet während des Schaltens konstant. die Spannung sinkt (steigt) am Mosfet linear ab (an). Das lineare Ansteigen und Absinken wird durch die parasitäre Kapazität C_{GD} hervorgerufen. Durch das $\frac{du}{dt}$ zwischen Drain und Gate fließt ein Strom über den parasitären Kondensator und verursacht einen dem Ladestrom entgegengesetzen Strom ($i = C \cdot \frac{du}{dt}$), welcher die Gatespannung niedrig hält und ein weiteres Öffnen des Mosfet verhindert. Dieser Vorgang zeigt sich in Form eines Plateaus der Gatespannung
Die berechnete Energie für einen Schaltvorgang wird in jedem PWM-Schaltzyklus 2 mal frei, einmal beim Ein- und einmal beim Ausschalten (die Verlustleistung beim Ein- und Ausschalten ist identisch, da die Ein- und Ausschaltzeit der Mosfet's übereinstimmt).

3. LC Tiefpass am Ausgang / Demodulator

Um zu verhindern, dass das Gerät unzulässige HF Signale aussendet und um am Ausgang wieder ein Sinussignal zur Verfügung zu haben, ist es notwendig, das Ausgangssignal der Endstufe mit einem LC Tiefpassfilter zu demodulieren. Da der Verstärker im bipolaren Betrieb arbeitet, ist es notwendig beide Pole des Ausgangs zu filtern. Im Application Note AN9525.2 von Harris Semiconductor wird ein Ausgangsfilter für einen Klasse D Verstärker dimensioniert. Da die Rahmenbedingungen (Ein- und Ausgangsimpedanz) mit denen dieses Verstärkers übereinstimmen wurden die berechneten Werte übernommen. Um die Eigenschaften des Filters grafisch darzustellen wurde die Schaltung in Microcap simuliert.

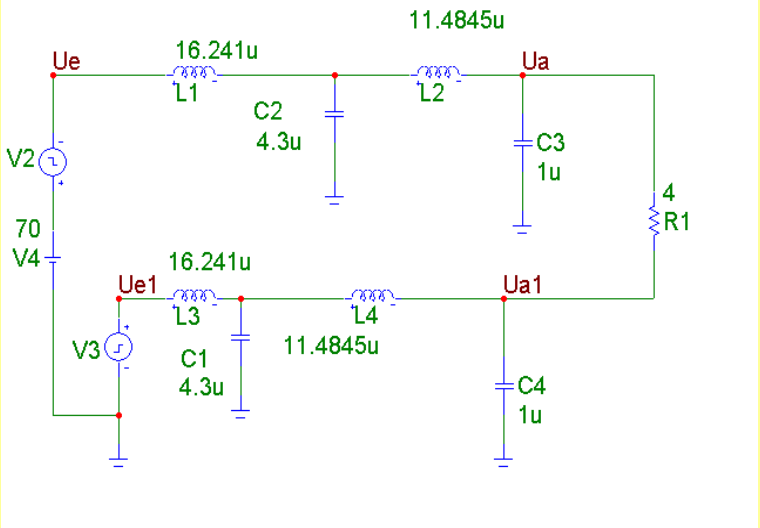


Abbildung 20: Mit Microcap simulierte Filterschaltung

In der Abbildung 20 ist das simulierte Filter zu sehen, für die Kondensatoren wurden Normwerte eingesetzt (bei 4,3 µF wurden zwei Kondensatoren von 2,2 µF Kondensator parallel geschalten um den hohen Strom auf zwei Kondensatoren zu verteilen). Da die Spulen eigens berechnet und gewickelt werden mussten (es standen keine fertigen Bauteile zur Verfügung), können diese jeden beliebigen Wert annehmen, für die Simulation werden deshalb Idealwerte angenommen. In Abbildung 24 ist das Frequenzverhalten der Amplitude sichtbar. Abbildung 25 zeigt den Phasengang des Filters.
Die Berechnung der Spulen für den gewählten Kern vom Typ RM10 ist in Abbildung 22 zu finden. Maßgeblich für die Wahl des Kern war, dass dieser beim Spitzenstrom nicht in Sättigung geht, dass er mit den hohen Schaltfrequenzen zurechtkommt und genügend Platz für die Windungen zur Verfügung steht. Weiters ist eine hohe Linearität erwünscht (was durch einen Luftspalt erreicht wird). Es wurden die Kenndaten mehrerer Kerne überprüft und der optimale gewählt.
Der gewählte Kern erlaubt die Permeabilität mit Hilfe einer Schraube einzustellen. Dadurch kann der gewünschte Induktivitätswert genauestens eingestellt werden.
Als Kondensatoren werden für die erste Filterstufe Folienkondensatoren mit Polypropylen als Dielektrikum gewählt. Diese Kondensatoren haben den Vorteil, dass sie die hohen Ströme, die durch sie ließen (ca. 2A verursacht durch den Träger und bis zu 11,3A (bei 400W; 20kHz, simuliert

$R_S \ldots Serienwiderstand\ zu\ X_C\ im\ Kondensator$

$$\tan\delta = R_S \cdot \omega C \Rightarrow R_s = \frac{\tan\delta}{\omega C}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 10^3\ Hz = 1{,}89\ Hz \cdot 10^6$$

$$\tan\delta = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$$

$$P = I^2 \cdot R_S$$

$$I_{270kHz} = 2\ A \Rightarrow I_{2{,}2\mu F} = 1A \Rightarrow P_{270kHz} = 0{,}4mW$$

$$I_{20kHz} = 11{,}3\ A \Rightarrow I_{2{,}2\mu F} = 5{,}7A \Rightarrow P_{20kHz} = 0{,}18W$$

$$P_{tot} = 0{,}18$$

Abbildung 21: Berechnung der Verlustleistung in einem Polypropylen Kondensator

nach Abb. 20) verursacht durch das Audiosignal) problemlos aufnehmen können.

Berechnungen zur Verlustleistung in den Kondensatoren sind in Abbildung 21 zu finden. In der zweiten Filterstufe werden normale Kondensatoren mit Polyester als Dielektrikum verwendet, da diese billiger sind. Hier ist es nicht mehr notwendig Polypropylen zu verwenden, da die Ströme ausreichend klein sind (nur noch ca. 10mA). Die Toleranz ist beide Male ±10%, eine höhere Genauigkeit ist nicht notwendig.

Die Berechnungen wurden bei einem Eingangsignal der gesamten Schaltung von 0Hz durchgeführt. Bei hohen Eingangsfrequenzen, insbesondere Frequenzen in der Nähe der Resonanzfrequenz des Filters steigen die Ströme durch die Kondensatoren stark an. Die Kondensatoren sind imstande diese Ströme zu absorbieren. Bei gleichzeitiger hoher Ausgangsleistung gehen aber die Spulen in Sättigung. Bei hohen Ausgangsleistungen sind deshalb keine hohen Eingangsfrequenzen tollerabel.

Die Werte werden durch den maximalen Spulenstrom von 16 A begrenzt.

$N \ldots Windungszahl$

$l_L \ldots länge\ Luftspalt$

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

$$A_L = 250\,nH$$

$$L = 16.241\,\mu H \Rightarrow N = 8{,}06$$

$$L = 11{,}4845\,\mu H \Rightarrow N = 6{,}78$$

$$B = \frac{N \cdot I \cdot \mu_r \cdot \mu_0}{2 \cdot l_L} \Rightarrow I = \frac{2 \cdot l_L \cdot B}{N \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}$$

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$\mu_r = 99{,}67$$

$$l_L = 41{,}7\ mm$$

$$B_{sat} = 250\,mT$$

$$N = 8{,}06 \Rightarrow I_{max} = 20{,}6\ A > 14\ A + 1{,}8\ A$$

$$N = 6{,}78 \Rightarrow I_{max} = 24{,}5\ A > 14\ A$$

Abbildung 22Berechnung der Anzahl der Spulenwindungen

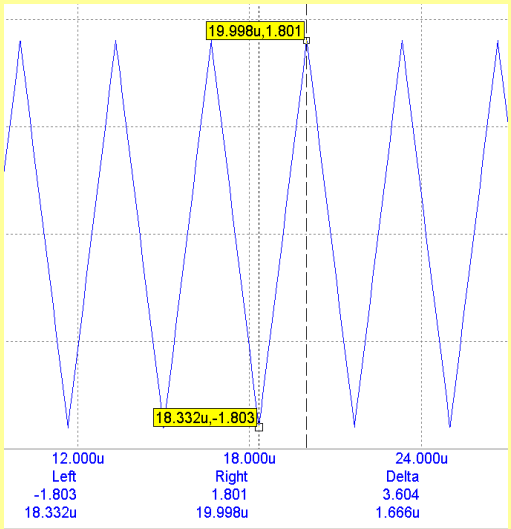


Abbildung 23: maximaler Strom in L1 ≈ Strom in C2 (f Eingang = 0 Hz)

Simulation mit Microcap 7 Demo

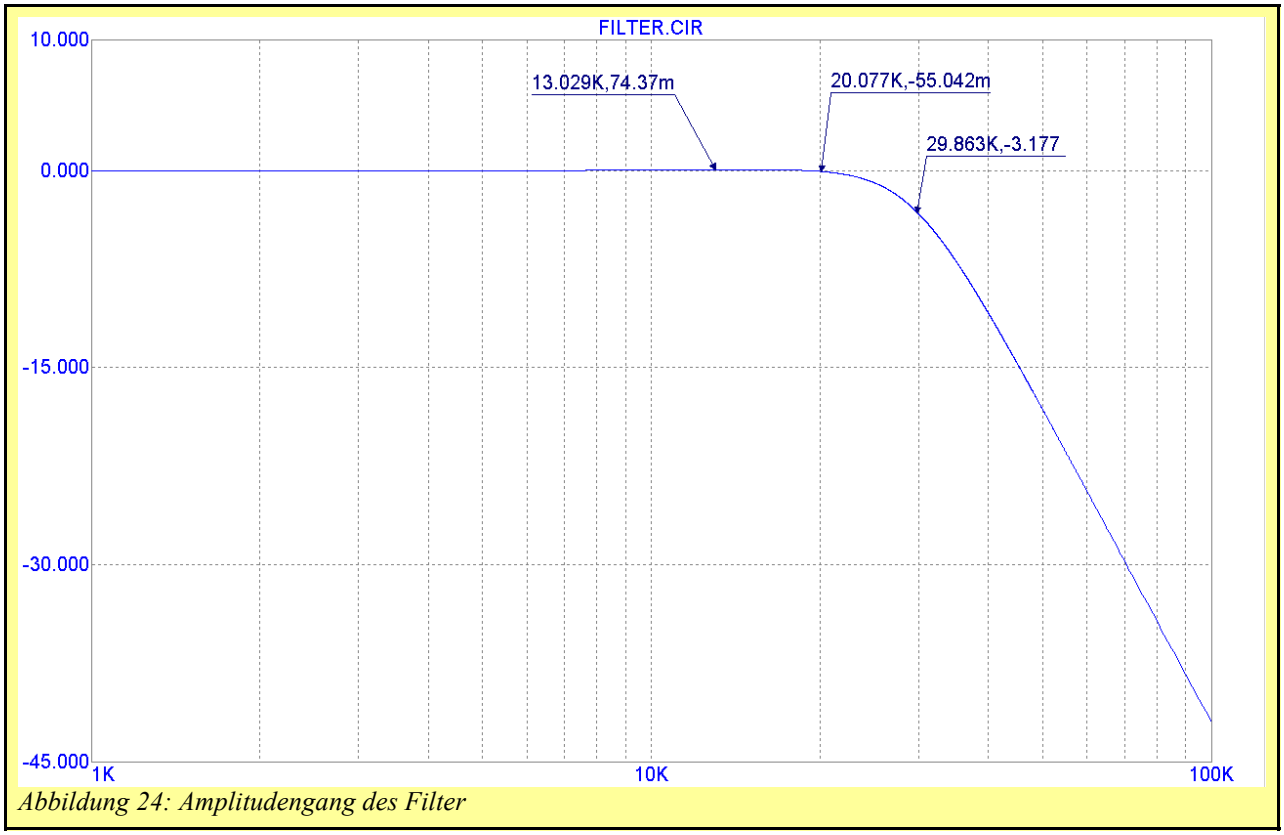


Abbildung 24: Amplitudengang des Filter

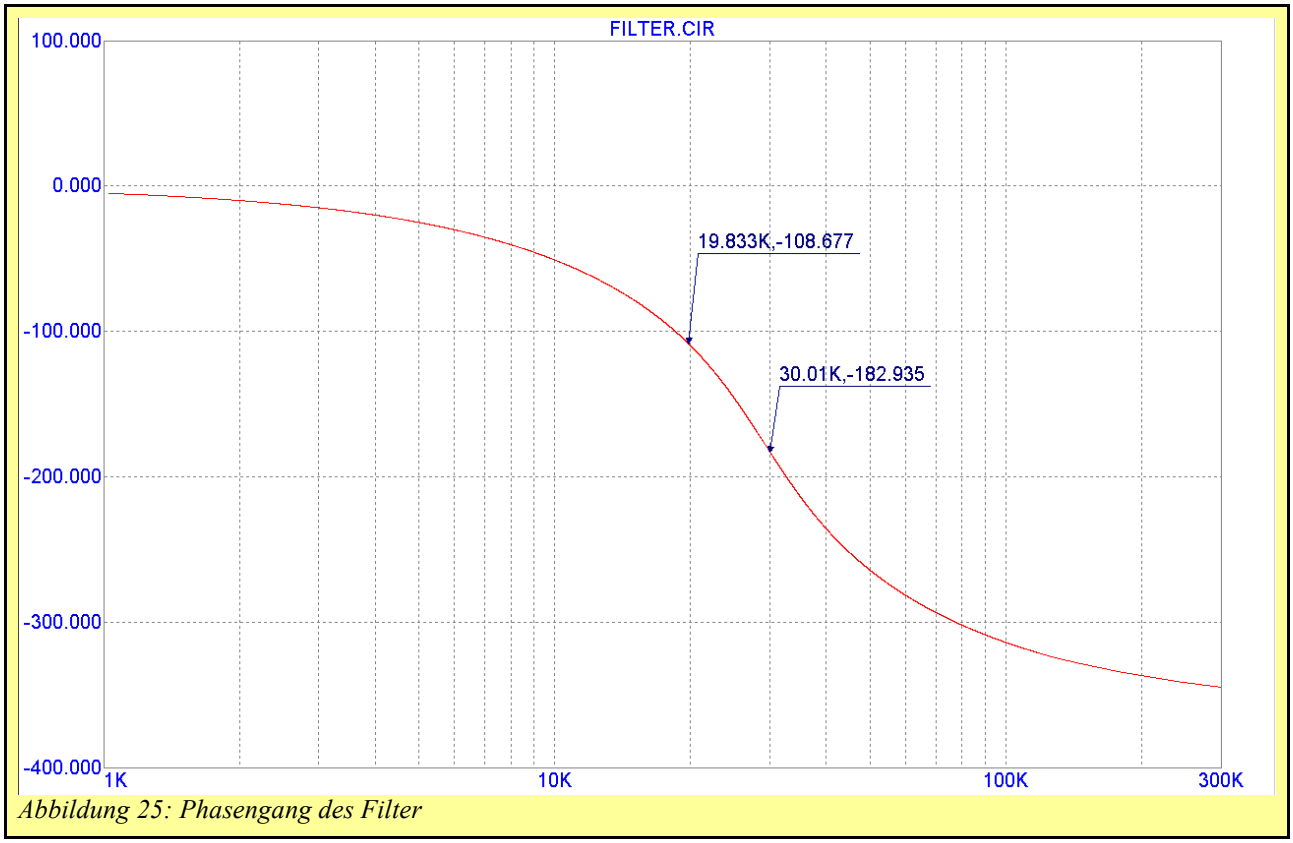


Abbildung 25: Phasengang des Filter

4. Gegenkopplung

Da die PWM-Modulation und die Verstärkung nicht 100% linear sind muss durch eine Gegenkopplung des Ausgangs auf den Eingang des Modulators der Verstärkungsvorgang linearisiert werden. Dies geschieht durch ein Proportional- Integral- Glied. Da die Endstufe im bipolaren Betrieb arbeitet, muss zuerst die Differenz der Ausgangssignale gebildet werden.

Da nur der hörbare Bereich für die Gegenkopplung von Interesse ist, werden beide Kanäle vor dem Bilden der Differenz über ein Tiefpassfilter geleitet.

Dieser Filter ist notwendig um am Eingang des Differenzverstärkers keine allzu hohen Frequenzen zu haben, welche der OPV nicht mehr verarbeiten kann.

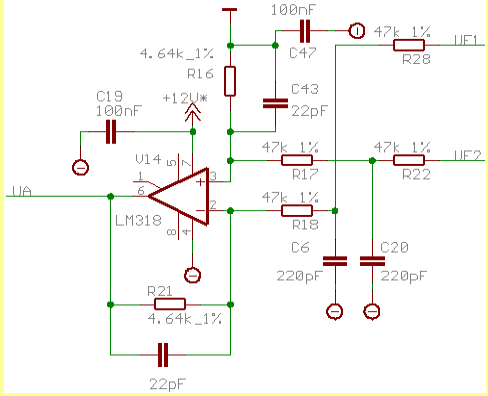


Abbildung 26Tiefpass und Differenzverstärker

Im Gegenkopplungszweig senkt er die Verstärkung für hohe Frequenzen, nicht aber für den Audiobereich, wodurch die Gegenkopplung und damit die Linearisierung für die Audiofrequenzen höher wird. Ein Filter höherer Ordnung wäre hier erwünscht, kann aber nicht realisiert werden, da sonst bei der Eckfrequenz des Gegekopplungszweiges die Phasenverschiebung zu hoch wird. Bei einem Filter 1. Ordnung liegt diese bei maximal 90° (in diesem Fall 77,3°). Die Eckfrequenz des Filters liegt bei 30 kHz, somit ist er bei 20 kHz voll leitfähig, Signale, welche im hörbaren Frequenzband liegen kommen unverändert durch. Die Werte für das Filter lassen sich mit der Formel $\omega_t = \frac{1}{R \cdot C}$ berechnen.

$$R16 = R21$$
$$R17 = R18$$
$$U_a = \frac{R21}{R18} \cdot (U_{E2} - U_{E1}) \Rightarrow$$
$$R18 = \frac{R21}{U_a} \cdot (U_{E2} - U_{E1})$$
$$U_{E2} - U_{E1} = 70\,V$$
$$U_a = 4\,V$$
$$R21 = 4{,}7\,k\,\Omega$$
$$R18 = 47\,k\,\Omega + 47\,k\,\Omega \Rightarrow 100\,k\,\Omega \Rightarrow$$
$$U_{a\,max} = 3{,}3\,V$$

Abbildung 27: Berechnung des Differenzverstärkers

Nach dem Tiefpassfilter folgt ein Differenzverstärker. (siehe Abbildung 26). Hierbei wurde darauf geachtet, dass bei der höchsten Differenzspannung (70 V) die Ausgangsamplitude nicht die Sättigungsspannung des OPV erreicht (unter Berücksichtigtigung, dass das Massepotential auf ½ UB liegt).

Abbildung 26 zeigt die vollständige Schaltung aus Tiefpass und Differenzverstärker.

Im Application Note AN9525.2, an das sich dieser Verstärker anlehnt, heißt es: „Um die Gegekopplungsschleife bei Schaltungen, in denen eine Digitale Verzögerung vorhanden ist stabil zu halten ist es notwendig, dass die Transitfrequenz des Gegekopplungszweiges kleiner oder gleich der Hälfte der von der Verzögerung dargestellten Frequenz ist (a. d. Englischen).“ Die digitale Verzögerung wird durch die PWM-Modulation hervorgerufen. Die Frequenz mit der moduliert wird, ist 270kHz, deshalb muss die Eckfrequenz des gesamten Gegenkopplungszweiges weniger als 135kHz betragen. Gleichzeitig muss die Phasendrehung unterhalb dieser Frequenz unter 180° sein, um ein Schwingen zu vermeiden.

Eine Phasenreserve von mindestens 45° sollte eingehalten werden, um sicherzustellen, dass es zu keinen Einschwingvorgängen oder Resonanzerscheinungen kommt.

Diese Bedingungen genügen für die Berechnung.

Für die Berechnung wird einfach die Verstärkung der einzelnen, im Gegenkopplungszweig

vorhandenen Bauteile bei der Eckfrequenz berechnet.

$$v_u = \frac{\frac{1}{j\omega C_{21}} + R_{34}}{R20}$$
$$R20 = 4{,}7k\,\Omega \Rightarrow$$
$$V_u(135kHz) = 5{,}6$$
$$\omega = 2\cdot\pi\cdot f$$
$$\varphi(v_u, f = 135kHz) = -45° \Rightarrow$$
$$\frac{1}{j\omega C_{21}} = R_{34} \Rightarrow$$
$$v_u(f = 135kHz) = \frac{2\cdot\frac{1}{j\omega C_{21}}}{R_{20}} \Rightarrow$$
$$C21 = \frac{2}{\omega\cdot R20\cdot v_u}$$
$$C21 < 100\,pF \Rightarrow 100\,pF$$
$$\varphi(C21, R34, f = 135kHz) = -45°$$
$$v_u(f = 135kHz) = \frac{2\cdot R_{34}}{} \Rightarrow$$

Abbildung 28: Berechnung Regelkreis

Der PWM Modulator und die H-Brücke haben eine konstante Verstärkung, welche durch die Betriebsspannung und die Amplitude des 3-Eck Oszillators gegeben ist. Sie beträgt 28.6dB.

$$v_{U2} = \frac{1}{1 + j\cdot\omega\cdot C\cdot R}$$
$$\omega = 2\cdot\pi\cdot f$$
$$f = 135\,kHz \Rightarrow \omega = 8{,}5\cdot 10^5$$
$$C = 220pF$$
$$R = 47k\,\Omega$$
$$v_{U2} = -20\,dB$$
$$\varphi = -65°$$

Abbildung 29: Verstärkung und Phasenverschiebung im Tiefpass bei 150kHz

Die Verstärkung des Tiefpass vor dem Differenzverstärker ist frequenzabhängig und liegt bei 135kHz bei -20 dB und -65° Phasenverschiebung (Abbildung 29)

Die Verstärkung des Differenzverstärkers liegt bei -26,6 dB (Abbildung 30)

$$v_{U_3} = \frac{R_2}{R_1}$$
$$R_2 = 4{,}7\,k\,\Omega$$
$$R_1 = 100\,k\,\Omega$$
$$V_{U_3} = -26{,}6\,dB$$

Abbildung 30 Verstärkung des Differenzverstärkers

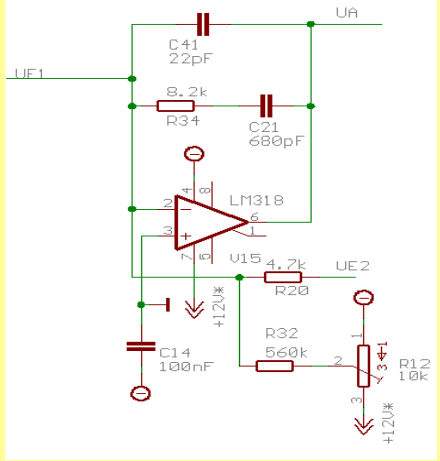


Abbildung 31: Regleglied

Diese Verstärkungen werden summiert. Die Differenz, die von diesem Ergebnis auf 0 dB fehlt, ist die Verstärkung, die der Integrator bei 135kHz haben muss (=18 dB).

Um sicherzustellen, dass der Integator die Nulllinie auf jeden Fall unter 135 kHz schneidet, werden -3 dB Sicherheit miteinberechnet. Die Verstärkung muss deshalb bei der Eckfrequenz 15 dB betragen.

Um genügend Phasenreserve zu erhalten wird zum Integralglied ein Proportionalglied hinzugeschaltet, welches bei Frequenzen nahe der Eckfrequenz von 135 kHz die Phasendrehung welche durch den Integator verursacht wird auf ca. 45° beschränkt. Dieses P-Glied hat bei niederen Frequenzen keinen Einfluss auf das Regelverhalten.

In Abbildung 31 ist die Schaltung des Reglers zu sehen. Die Werte für den Kondensator und den Widerstand wurden in der Praxis ermittelt. Da die Schaltung noch in Entwicklung ist können sich die Werte noch ändern. C41 verhindert ein Schwingen des OPV.

Durch R12 kann die Offsetspannung der gesamten Schaltung kompensiert werden.

5. Vorverstärker & Lautstärkeregelung

Die Schaltung am Eingang verfolgt den Zweck, den Spannungspegel des Eingangssignals an den der eigentlichen Verstärkerstufe anzupassen und die Lautstärke regelbar zu machen. Es wird angenommen, dass das Eingangsignal eine Amplitude von ± 200mV hat. Die benötigte Amplitude

am Eingang des Verstärkers beträgt ± 1,9 V. Es ist notwendig, einen Kleinsignalverstärker mit variabler Verstärkung zu konstruieren. Die Verstärkung wird mit Hilfe eines speziellen Optokopplers eingestellt, dieser besitzt anstelle eines Fototransistors einen LDR, mit Hilfe der eingebauten LED kann der Widerstand von 500 bis 2MΩ eingestellt werden.

Ein Verstärker am Eingang dient zur Entkoppelung des Eingangssignals. R33 bildet dabei die gesammte Eingangsimpedanz. Zusammen mit C26 bildet er einen Hochpass mit einer Eckfrequenz von 1,6 Hz

Dieser Hochpass ist notwendig, um dem Eingangssignal überlagerte Gleichanteile zu entfernen.

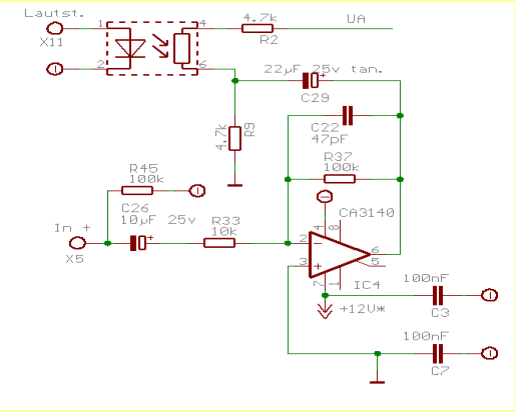


Abbildung 32: Eingangsverstärker

Der Strom in der LED soll ca. 5mA betragen. In diesem Punkt arbeitet der Optokoppler optimal. Ein höherer Ledstrom ist nicht notwendig, er senkt nur die Lebensdauer der LED, außerdem tritt bei höherem Led-Strom (ca. 20mA) eine Sättigung ein, der Optokoppler arbeitet dann nicht mehr linear.

Die Steuerung des Ledstroms übernimmt eine externe Schaltung, diese sollte ursprünglich einen Mikrokontroller enthalten und eine Steuerung durch eine Fernbedienung erlauben. Aus Zeitgründen wurde diese nicht realisiert. Momentan wird der Strom über ein Potentiometer eingestellt

6. Überstromschutz

Über einen Shunt (R15) wird der Strom, der über die H-Brücke fließt, gemessen. Die resultierende Spannung steht an einer Klemme, durch einen Differenzverstärker aufbereitet (Abbildung 34) direkt zur Messung des Stromes mit Hilfe eines externen Messgerätes (z.B. dem A/D-Wandler des PIC auf der geplanten Kontrollerplatine) zur Verfügung.

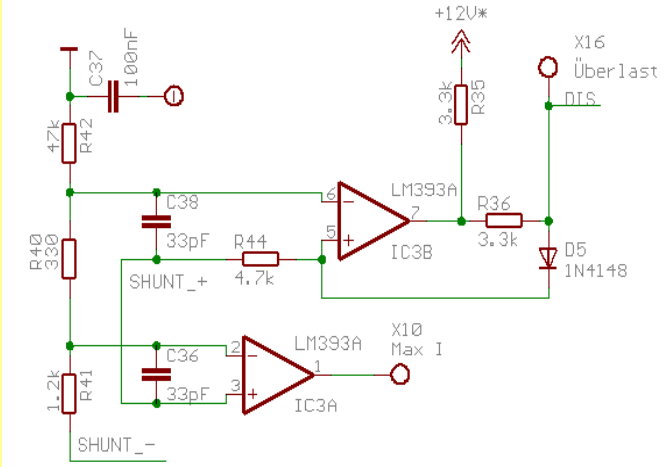


Abbildung 33: Schaltung zur Überstromabschaltung

Der Shunt wird auch intern zur Überstromabschaltung verwendet. Hierfür ist ein IC mit 2 Komparatoren mit niedriger Offsetspannung vorgesehen. Aus der stabilisierten Betribsspannung werden mithilfe eines Spannungsteilers 2 Referenzspannungen generiert. Beim Überschreiten der 1. Referenzspannung von 0,15 V (=15A Strom) wird der Kontrollerplatine signalisiert, dass die Lautstärke zu hoch ist, diese muss sie dann senken, bzw. falls das nicht möglich ist den Verstärker abschalten. Wird der Strom von 24 A überschritten so wird von einem Kurzschluss am Ausgang ausgegangen. Es wird sofort der Verstärker abgeschaltet. Zur Abschaltung wird das DIS (Disable)-Pin des Brückentreibers auf HIGH gesetzt, wodurch alle Mosfet's abgeschaltet werden. Zum erneuten Einschalten des Verstärkers muss vom Mikrokontroller ein Low Pegel (<0,6V) am Ein/Ausgang für die Überlast angelegt werden. Über die selbe Leitung kann auch überprüft werden ob der Verstärker wegen einer Überlast abgeschaltet wurde (0V=ein; 12V=aus), bzw. es kann (durch Anlegen einer Spannung von ca. 0 bis 6V=LOW) die Überstromabschaltung ausgelöst werden.

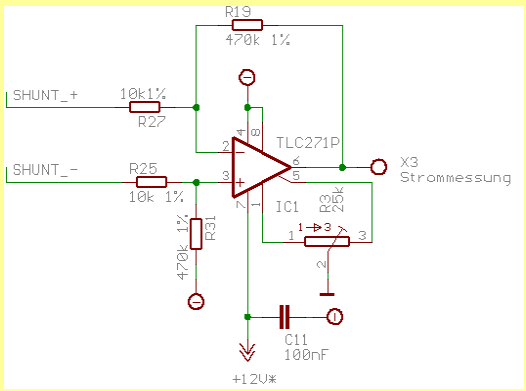


Abbildung 34: Differenzverstärker zur Strommessung

Oszilloskopbilder

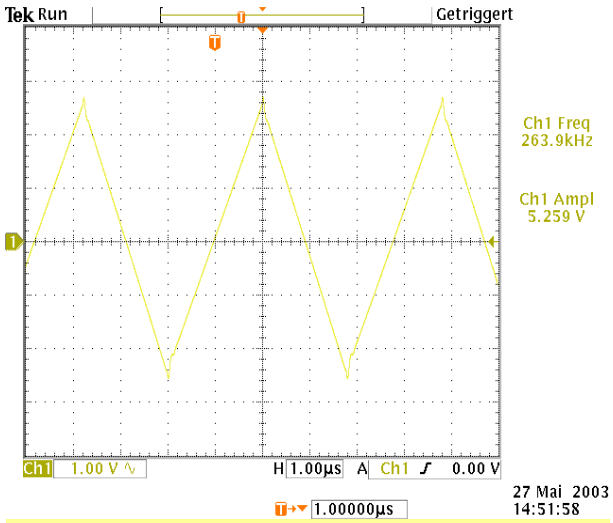


Abbildung 35: Dreieckspannung am Generator

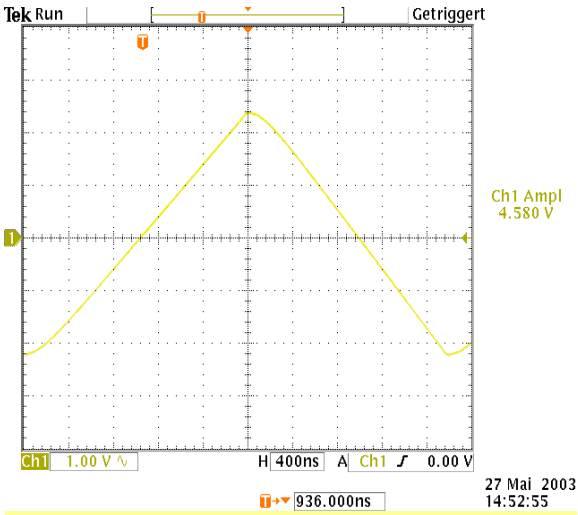


Abbildung 36: Dreieckspannung am Brückentreiber: Sie wird durch ein RC Glied leicht verformt (Die dynamische Hysterese ist deaktiviert)

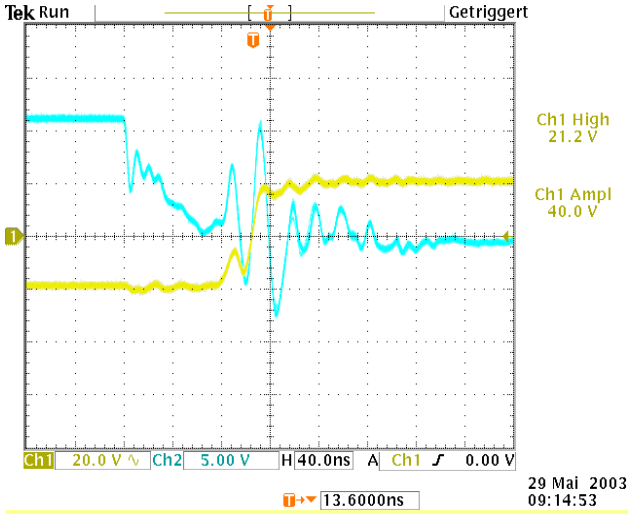


Abbildung 37: Mosfet's werden nicht korrekt angesteuert, durch das plötzliche Ansteigen von Ch2 (kurz vor Triggermarke) wird eine extrem starke Sromspitze erzeugt

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

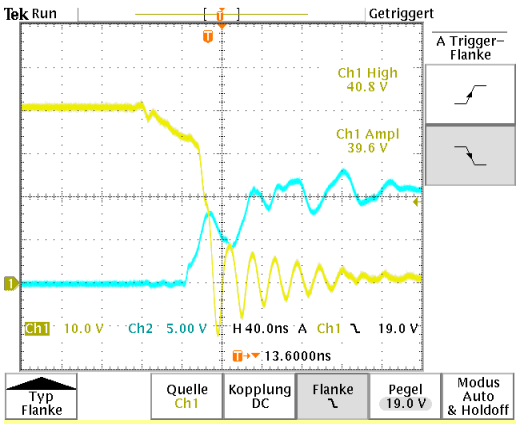


Abbildung 39: Der Lowside Mosfet wird zu früh eingeschaltet, dies verursacht eine nicht tollerierbare Stromspitze.

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

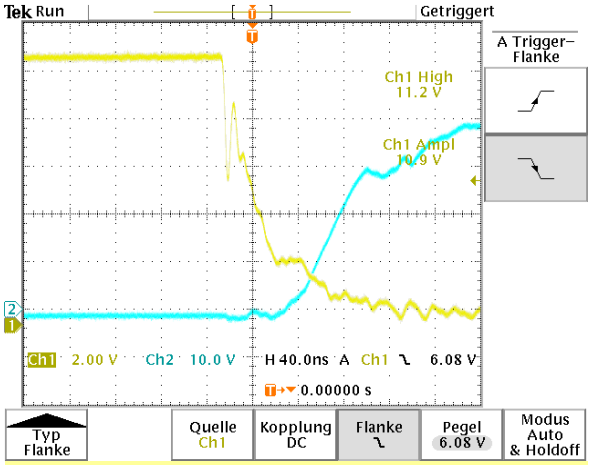


Abbildung 38. Der Lowside Mosfet wird ausgeschaltet und der Hi side eingescahltet. Der Vorgang läuft korrekt ab.

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

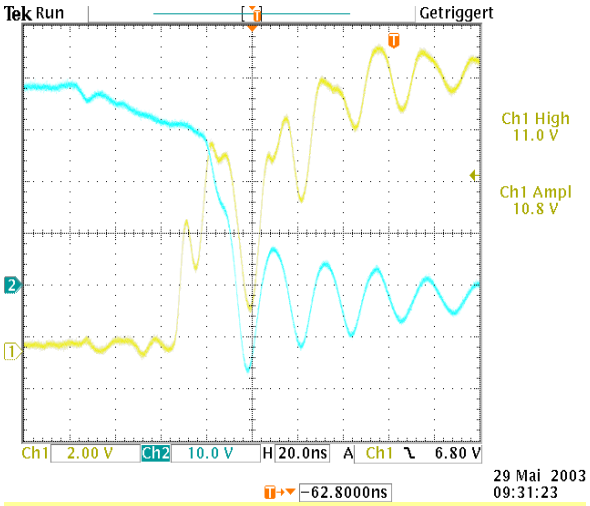


Abbildung 40: Völlig unkorrektes Umschalten: Der Hiside Mosfet sperrt noch nicht, während der Lowside bereits leitet.

Kanalbelegung wie in nebenstehender Grafik

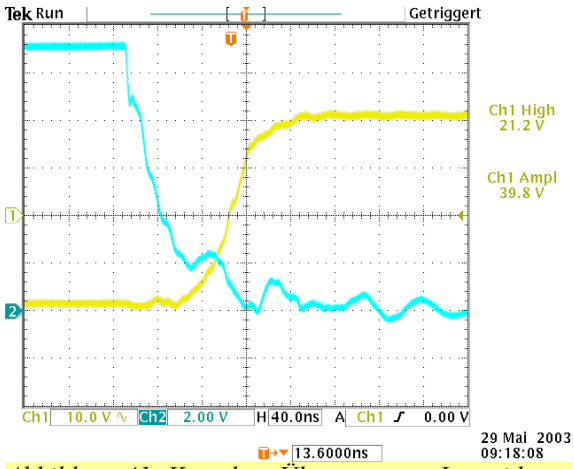


Abbildung 41: Korrekter Übergang von Low side auf Hiside (! Ch1 AC gekoppelt)

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

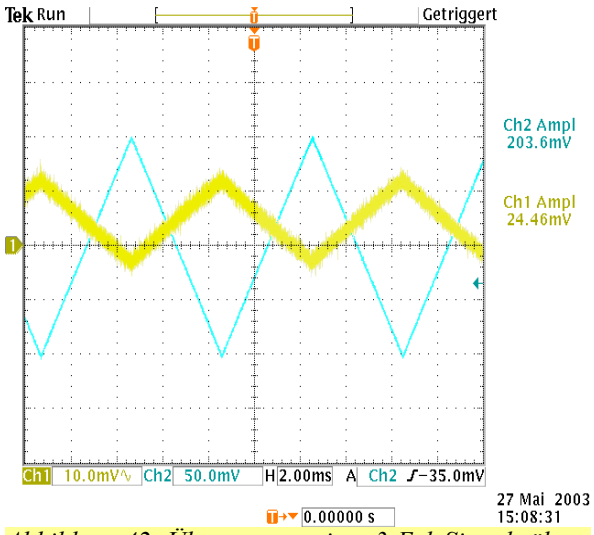


Abbildung 42: Übertragung eines 3-Eck Signals über den gesamten Verstärker bei kleiner Verstärkung

Ch1: Ausgang

Ch2: Eingang

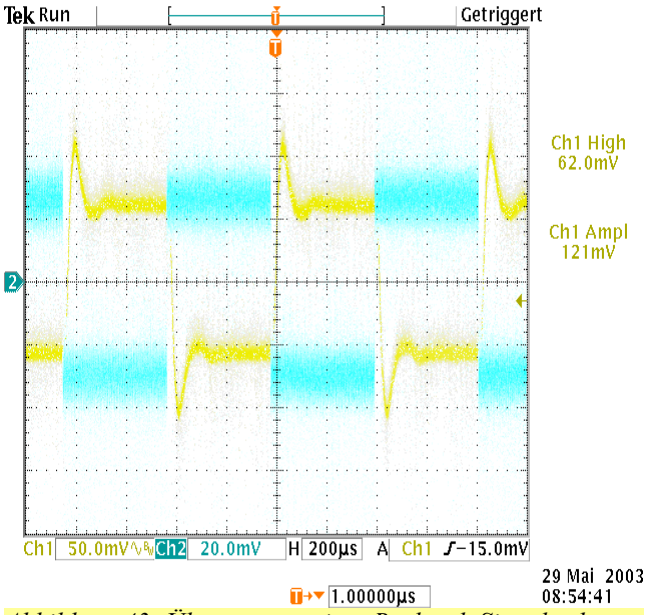


Abbildung 43: Übertragung eines Rechteck-Signals über den gesamten Verstärker bei kleiner Verstärkung

Ch1: Ausgang

Ch2: Eingang

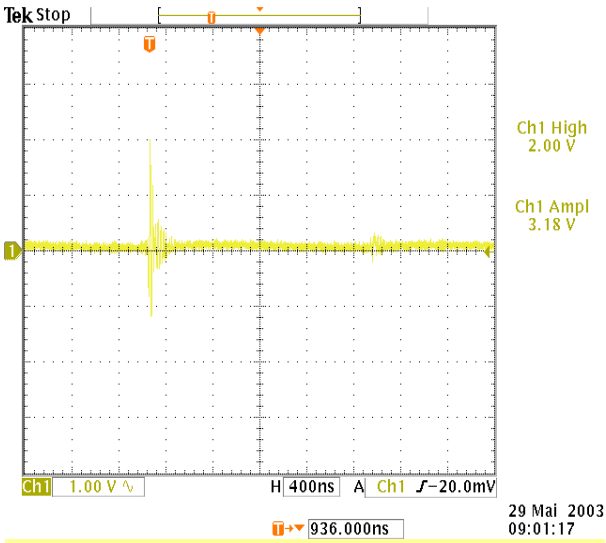


Abbildung 44: 20A Stromspitze beim Umschalten (gemessen an 0.01 Ohm Shunt). Schaltung wurde im Leerlauf betrieben.

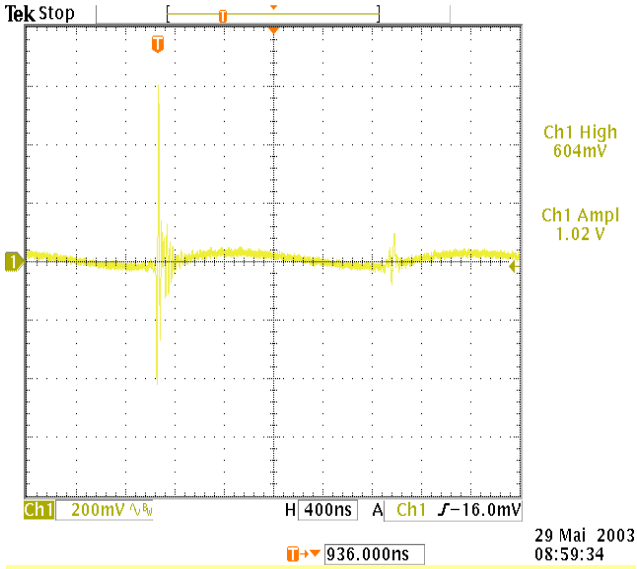
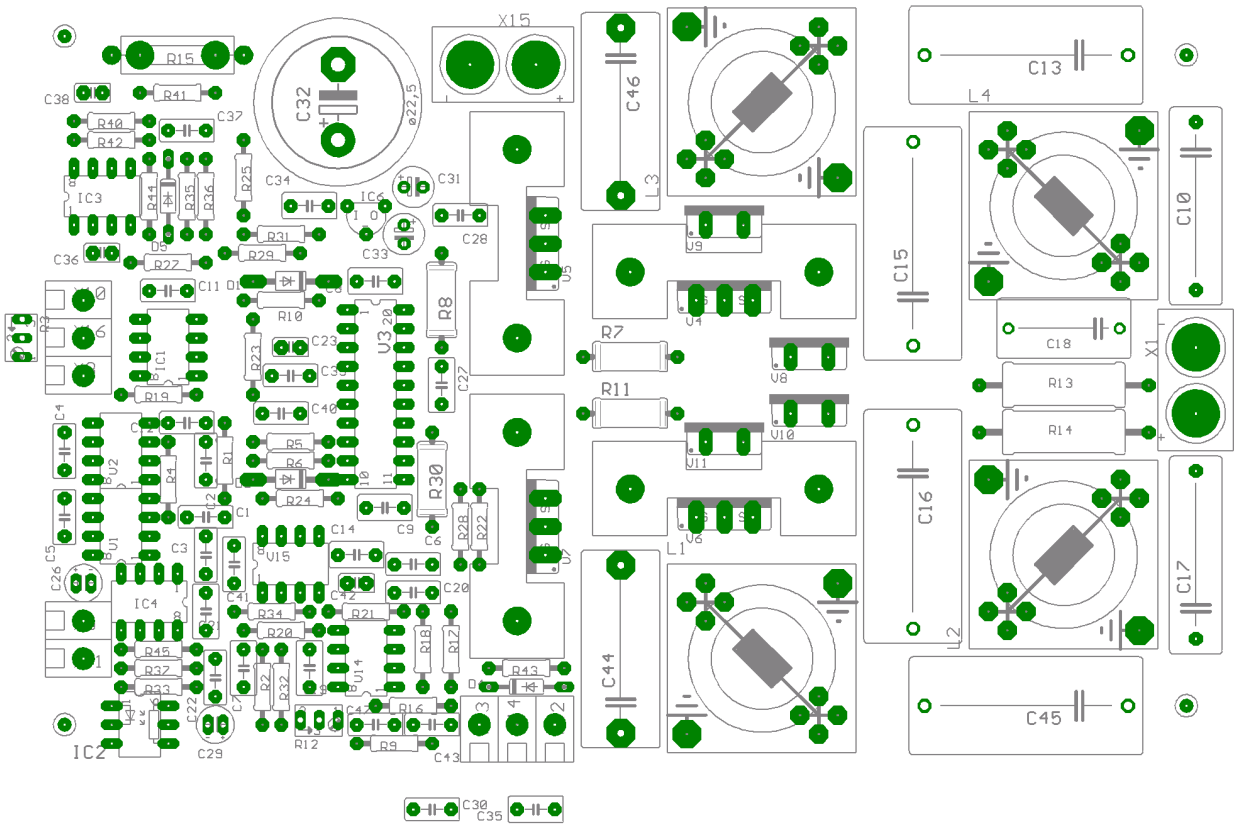


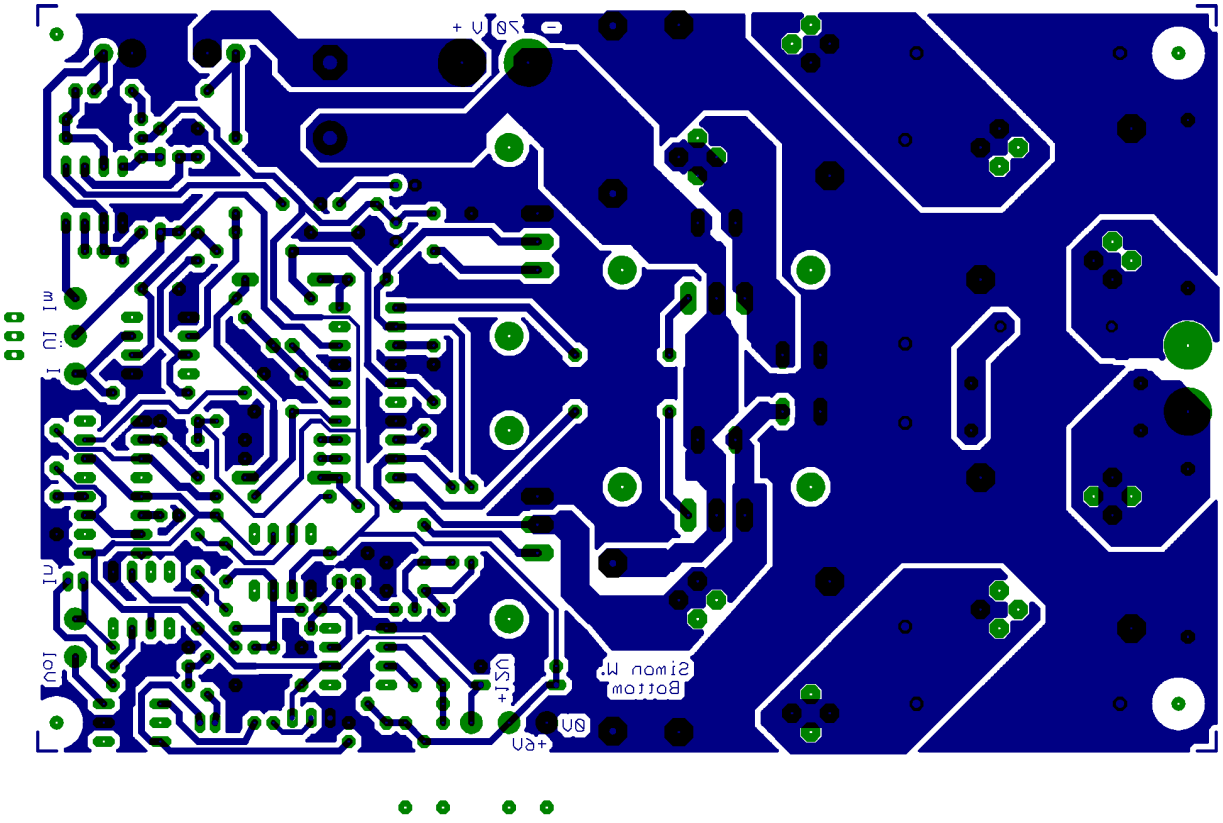
Abbildung 45: 20A Stromspitze beim Umschalten von Hi auf Lowside (gemessen an 0.01 Ohm Shunt). Schaltung wurde im Leerlauf betrieben.

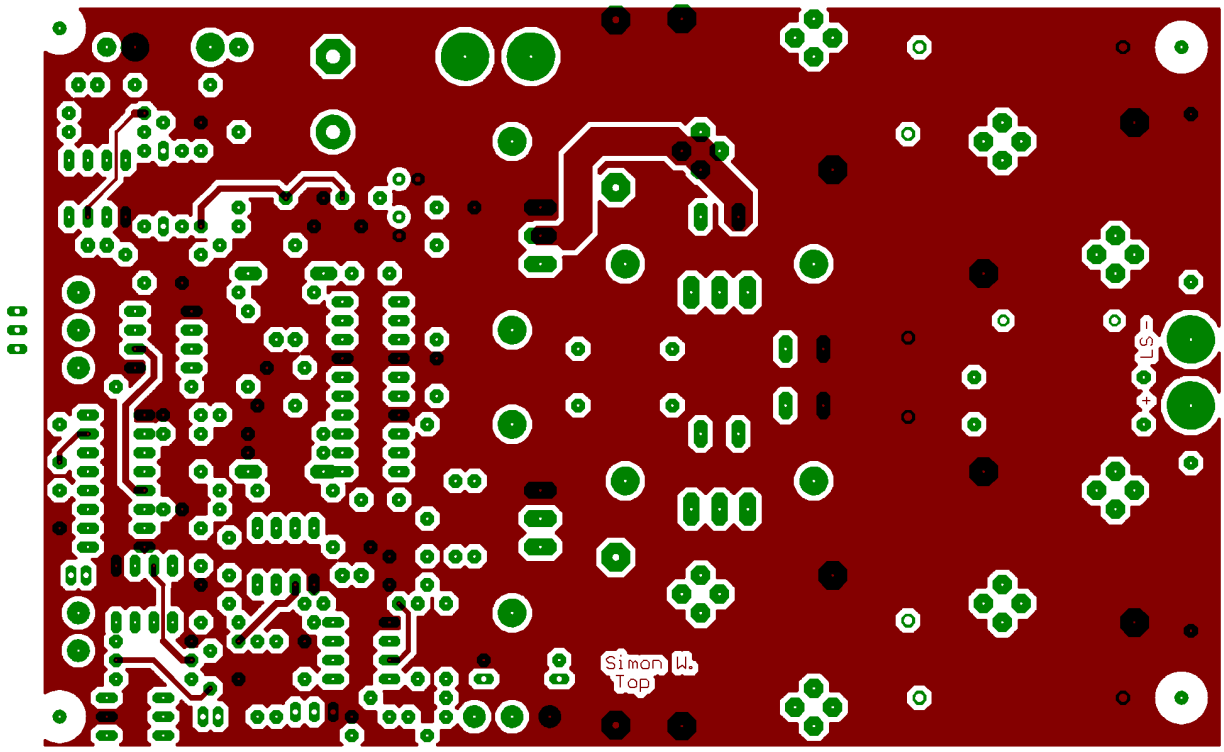
Die Amplitude scheint geringer weil die Bandbreite des Oszilloskops auf 20MHz gestellt wurde. Die zweite Spitze zeigt ein weiteres korrektes Umschalten.

Platinenlayouts

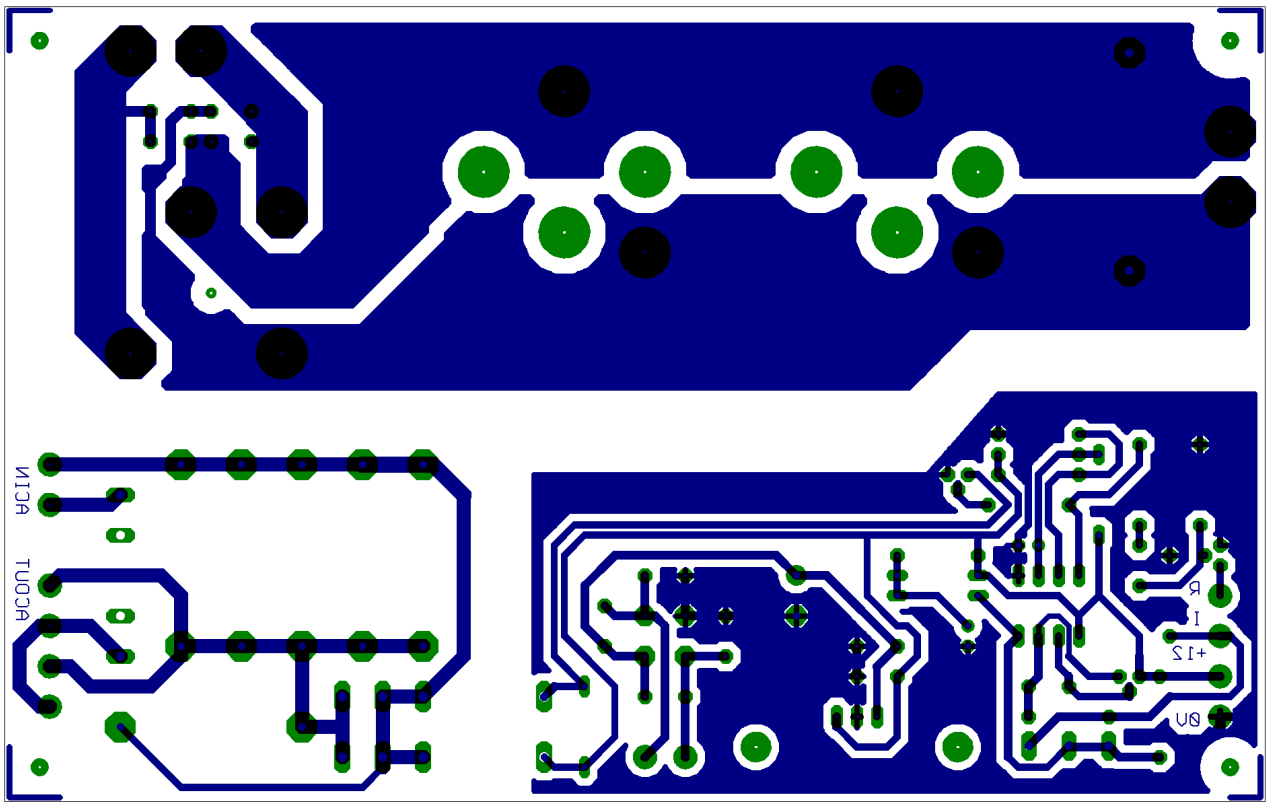
Verstärker

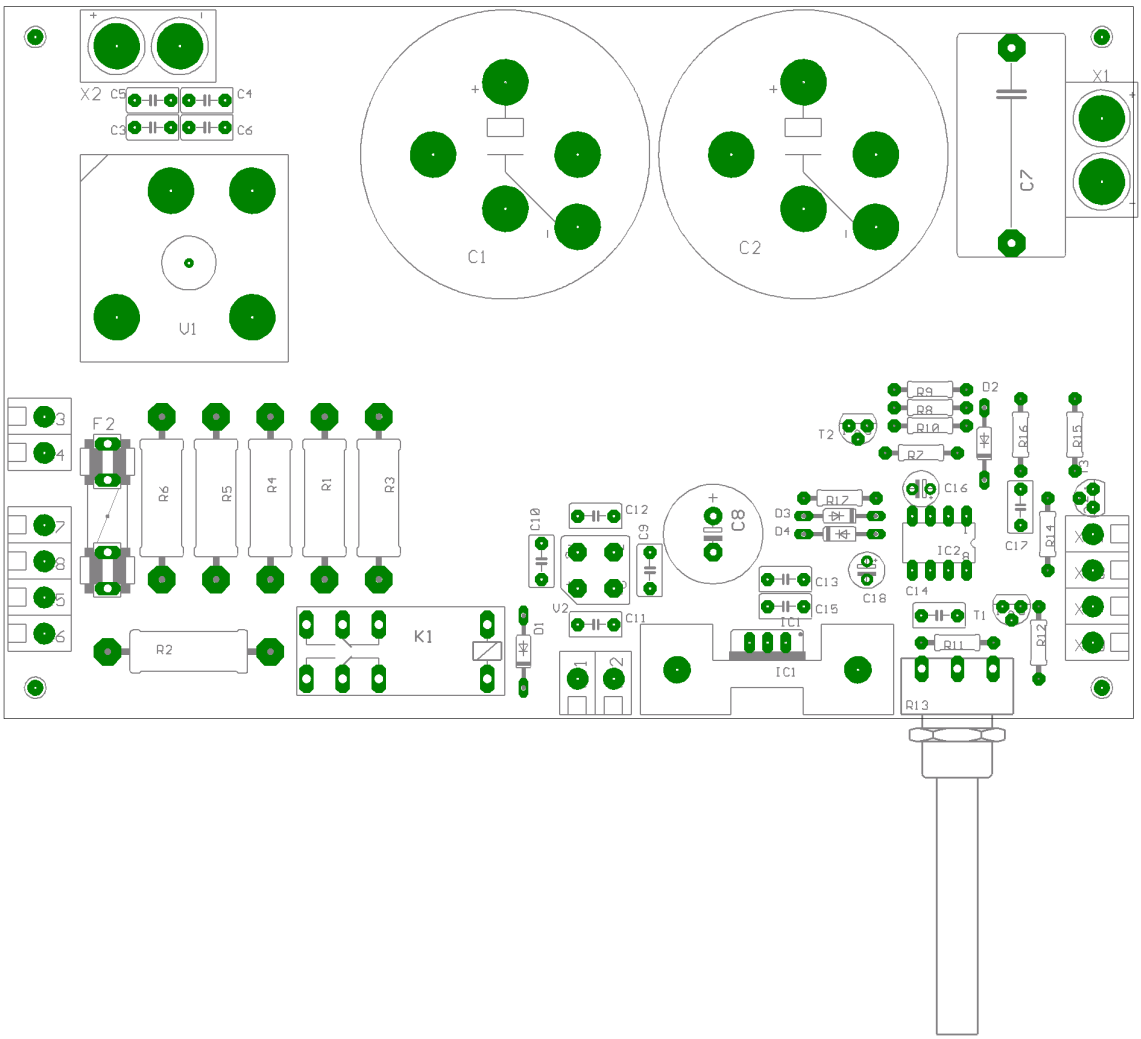


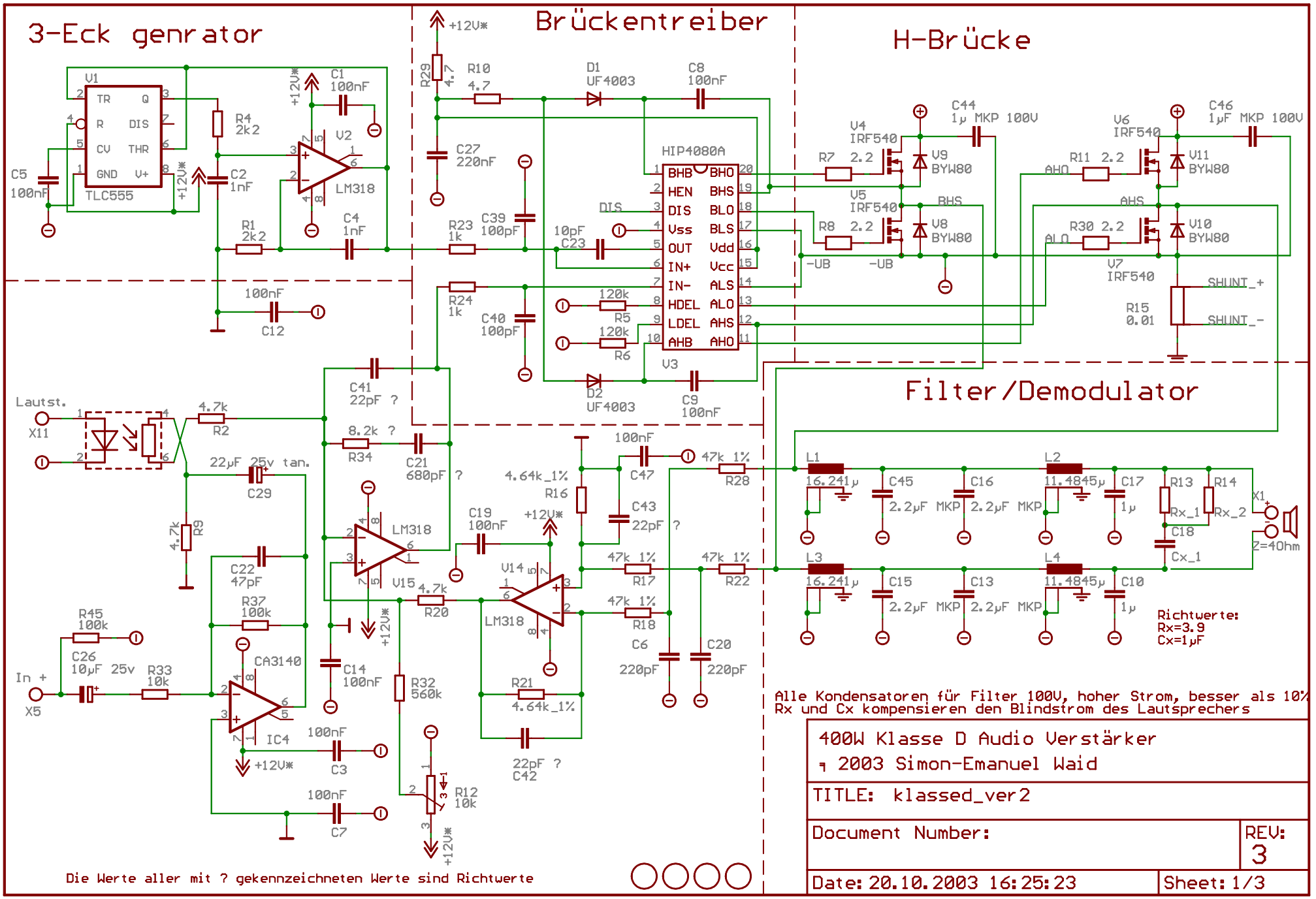


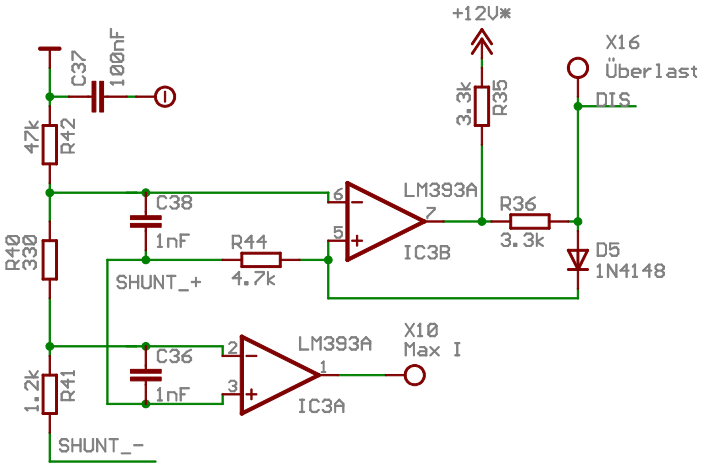


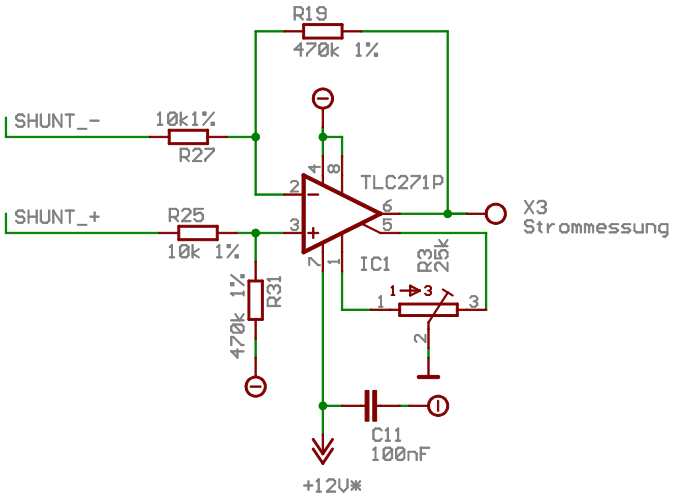
Versorgung



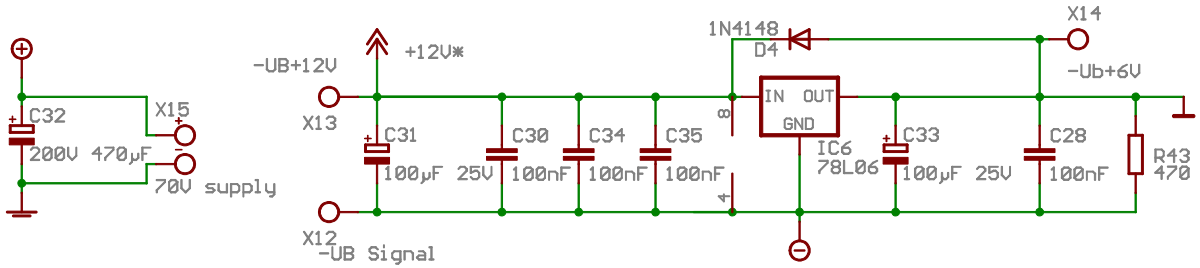

X2
C5
C4
C3
C6
U1
C1
C2
C7
X1
F2
R6
R5
R4
R1
R3
R2
K1
D1
C10
C12
C9
C11
V2
C8
D3
D4
R17
C13
C15
IC1
C18
T2
R9
R8
R10
R7
D2
C16
IC2
C14
T1
R11
R13
R16
R15
C17
R14
R12
T3


3-Eck genrator
Brückentreiber
H-Brücke
Filter/Demodulator
TLC555
LM318
HIP4080A
IRF540
BYW80
CA3140
Lautst.
In +
Die Werte aller mit ? gekennzeichneten Werte sind Richtwerte
Alle Kondensatoren für Filter 100V, hoher Strom, besser als 10%
Rx und Cx kompensieren den Blindstrom des Lautsprechers
Richtwerte:
Rx=3.9
Cx=1µF
400W Klasse D Audio Verstärker
¬ 2003 Simon-Emanuel Waid
TITLE: klassed_ver2
Document Number:
REV: 3
Date: 20.10.2003 16:25:23
Sheet: 1/3

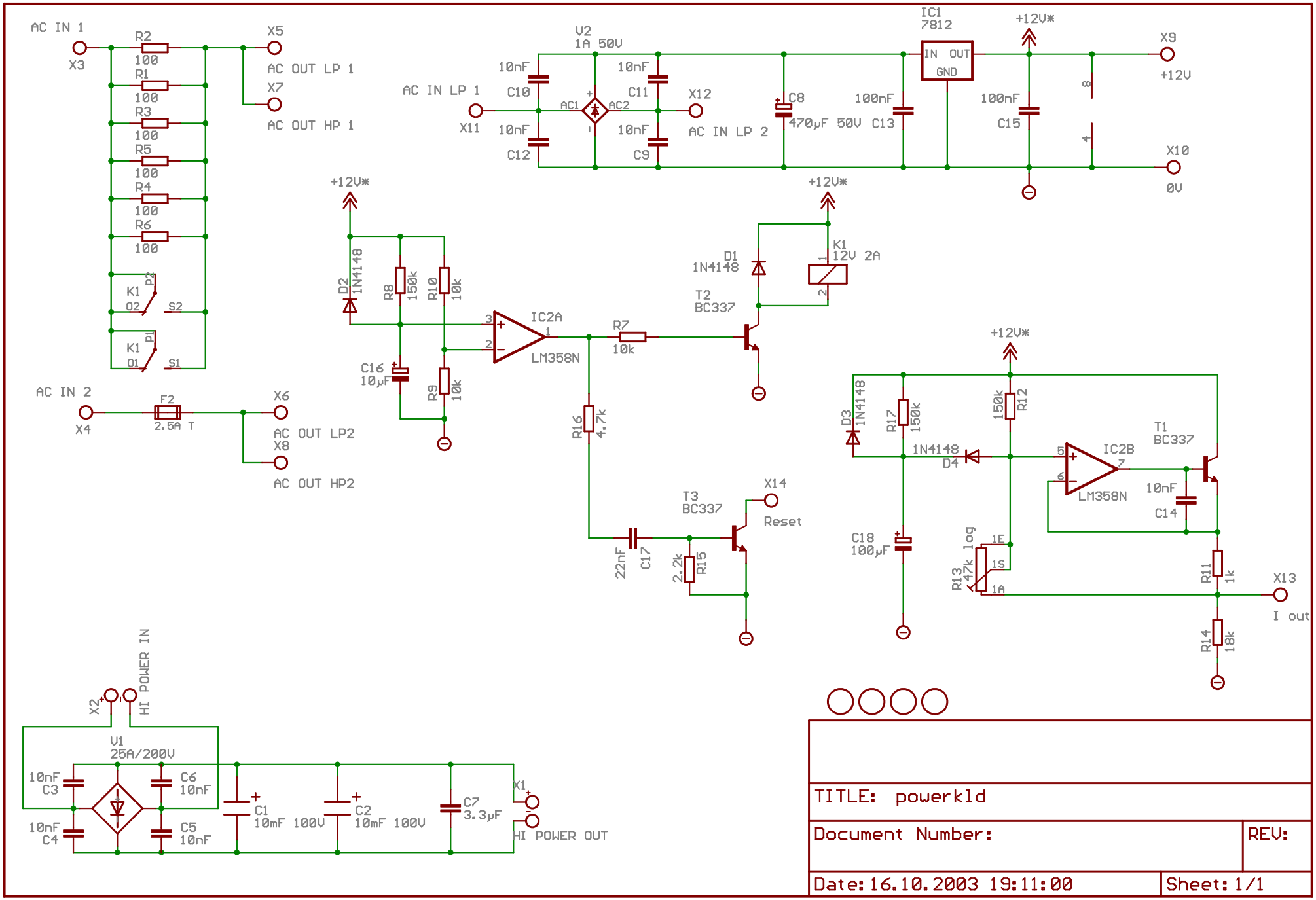




Versorgung



400W Klasse D Audio Verstärker ¬ 2003 Simon-Emanuel Waid	
TITLE: klassed_ver2	
Document Number:	REV:
Date: 26.06.2003 15:09:31	Sheet: 2/3


AC IN 1
X3
R2
100
R1
100
R3
100
R5
100
R4
100
R6
100
X5
AC OUT LP 1
X7
AC OUT HP 1
K1
P2
02
S2
K1
P1
01
S1
AC IN 2
X4
F2
2.5A T
X6
AC OUT LP2
X8
AC OUT HP2
V2
1A 50V
10nF
C10
10nF
C12
10nF
C11
10nF
C9
AC1
AC2
AC IN LP 1
X11
X12
AC IN LP 2
C8
470µF 50V
100nF
C13
IC1
7812
IN OUT
GND
+12V*
100nF
C15
X9
+12V
X10
0V
+12V*
D2
1N4148
R8
150k
R10
10k
C16
10µF
R9
10k
IC2A
LM358N
R7
10k
R16
4.7k
+12V*
D1
1N4148
K1
12V 2A
T2
BC337
T3
BC337
X14
Reset
22nF
C17
2.2k
R15
+12V*
D3
1N4148
R17
150k
150k
R12
1N4148
D4
IC2B
LM358N
T1
BC337
10nF
C14
C18
100µF
R13
47k log
1E
1S
1A
R11
1k
X13
I out
R14
18k
X2
HI POWER IN
V1
25A/200V
10nF
C3
10nF
C4
C6
10nF
C5
10nF
C1
10mF 100V
C2
10mF 100V
C7
3.3µF
X1
HI POWER OUT
TITLE: powerkld
Document Number:
REV:
Date: 16.10.2003 19:11:00
Sheet: 1/1