

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. Dreiecksgenerator	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:

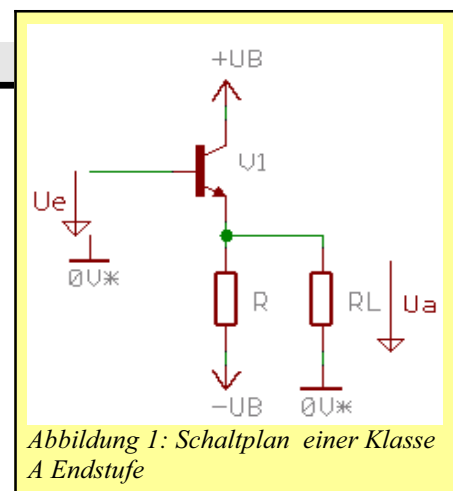
Klassifizierung der Audioverstärker

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 niedriger: Ein Audiosignal nützt den Verstärker nur bei sehr kurzen Passagen voll aus. Der Mittelwert der Signalamplitude liegt sehr viel niedriger als der Spitzenwert. Der Verstärker muss aber so dimensioniert sein, dass er die vom Audiosignal



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

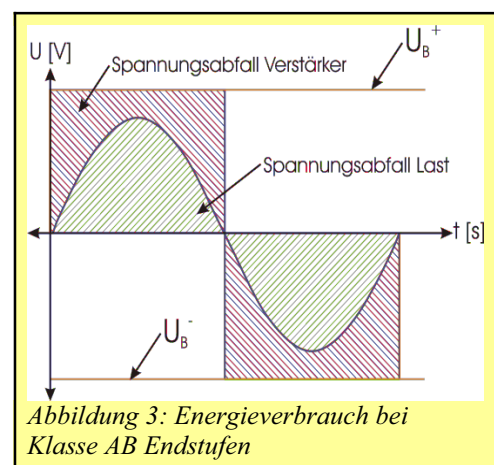
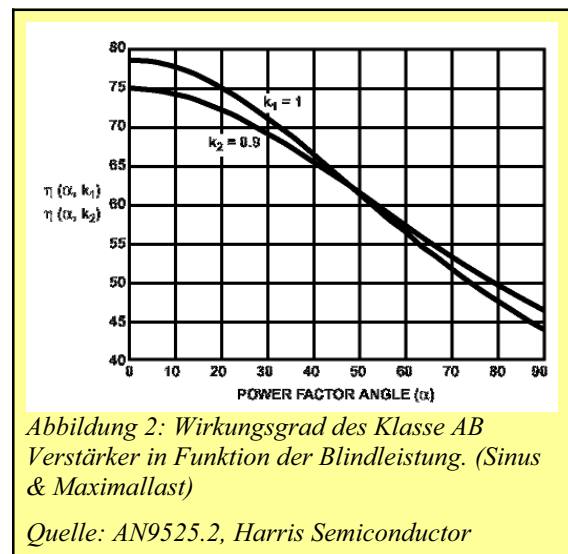
Das Grundprinzip der Klasse AB bleibt das selbe der Klasse B:

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.

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 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 $\cos\varphi$ sinkt der Wirkungsgrad erheblich (siehe Abbildung 2).

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.

Der Klasse-D-Verstärker wurde 1958¹ 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.

1960² konnten erste Mosfet's hergestellt werden. Sie kamen 1970 auf den Markt.

Mosfet's sind die einzigen Bauteile, welche in der Lage 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).

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 gesamte 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

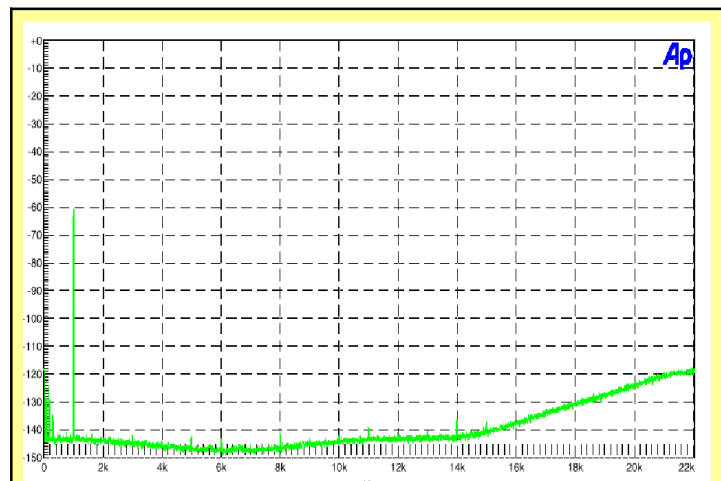


Abbildung 4: Rauschen eines TDAA (True Digital Audio Amplifier) von TI

Quelle: Texas Instruments

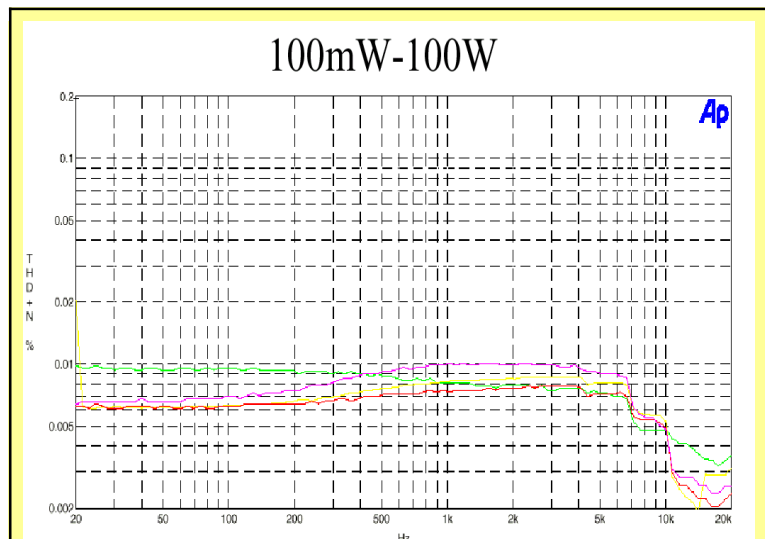


Abbildung 5: Verzerrung in einem TDAA PCM nach PWM Konverter

Quelle: Texas Instruments

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 Audibereich, aber für die Ansteuerung von Asynchronmotoren: in Form von Frequenzumformern. Bei dieser Anwendung sind keine hohen Schaltfrequenzen notwendig, was den Einsatz von bipolaren Transistoren 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 Audibereich 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.

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 gesamte 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.

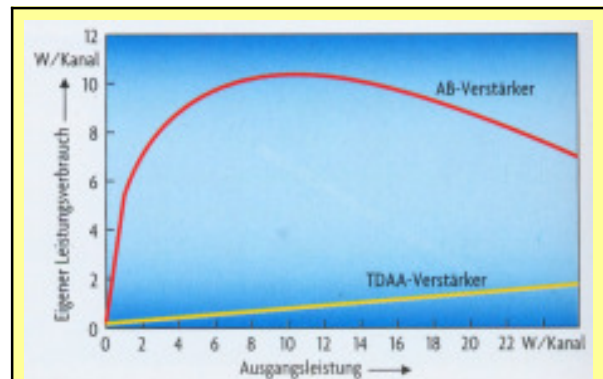


Abbildung 6: Energieverbrauch Klasse D Klasse AB

Quelle: Elektronik von 12. November 2002

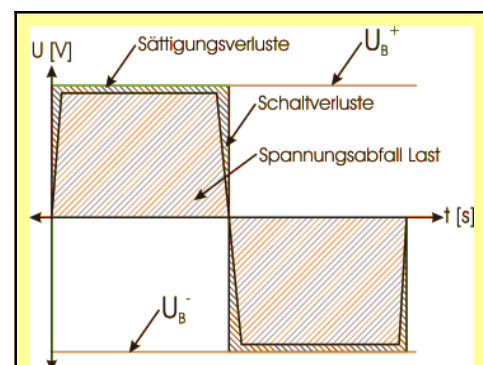


Abbildung 7: Energieverbrauch bei Klasse D Endstufen

Wie funktioniert ein Klasse D Verstärker ?

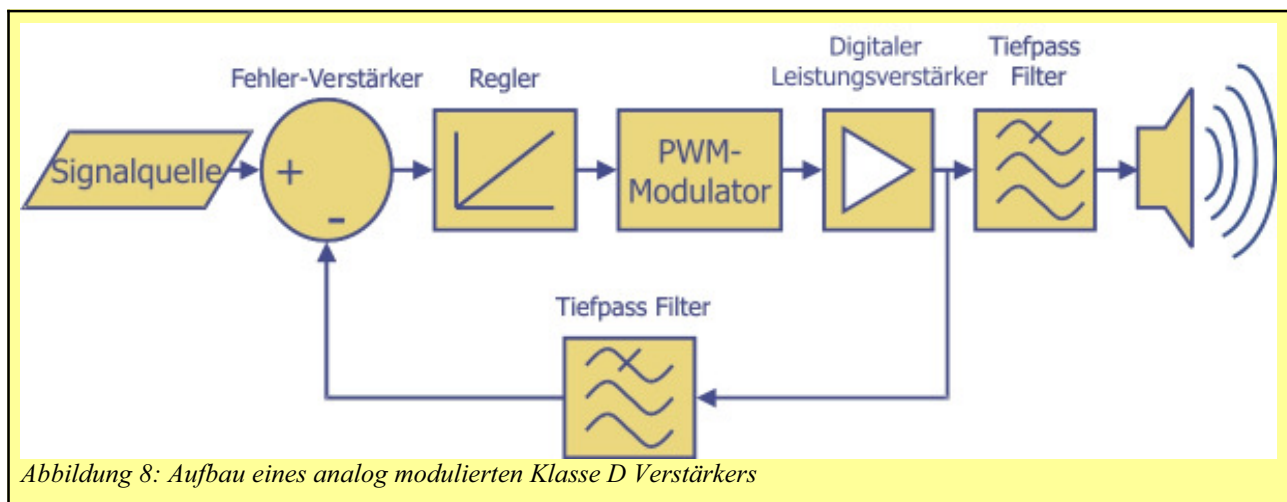
Bei einem Klasse D Verstärker wird im Gegensatz zu üblichen analogen Verstärkern nicht das Audiosignal selbst verstärkt. Es wird aus dem zu verstärkenden Signal ein anderes, digitales Signal

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



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 Ausgangssignal 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.

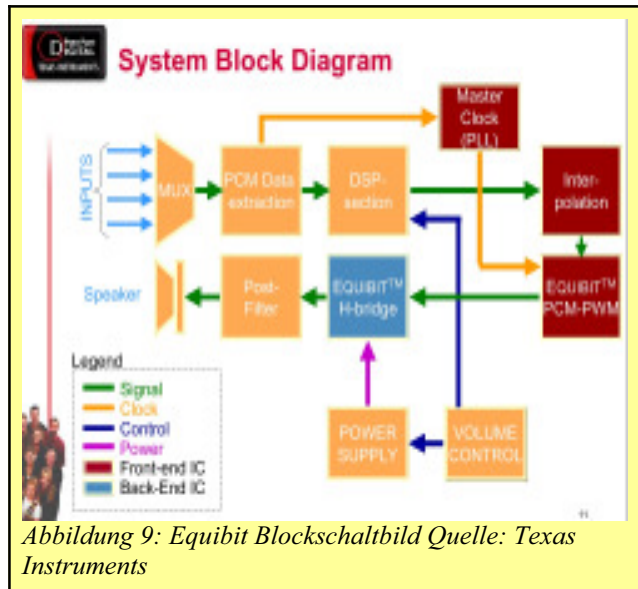
Dieses neue Signal lässt sich leicht verstärken, wobei bei der Verstärkung nur sehr geringe Verluste entstehen. Um nach der Verstärkung das originale Signal zu rekonstruieren, muss über mehrere Perioden der Mittelwert gebildet werden. Dies übernimmt ein LC Filterkreis, oder der Lautsprecher selbst (Durch 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 gesamte 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 anlogon, 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.

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 gesamte 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. Dreiecksgenerator
2. Brückentreiber & Brücke
3. Ausgangsfilter
4. Gegenkopplung
5. Vorverstärker & Lautstärkeregelung
6. Überstromabschaltung

1. Dreiecksgenerator

Der Dreiecksgenerator 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.

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

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

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

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

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

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

$$U_a = U_{t2}$$

$$f = 300 \text{ kHz}$$

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

$$t = 1,6 \mu\text{s}$$

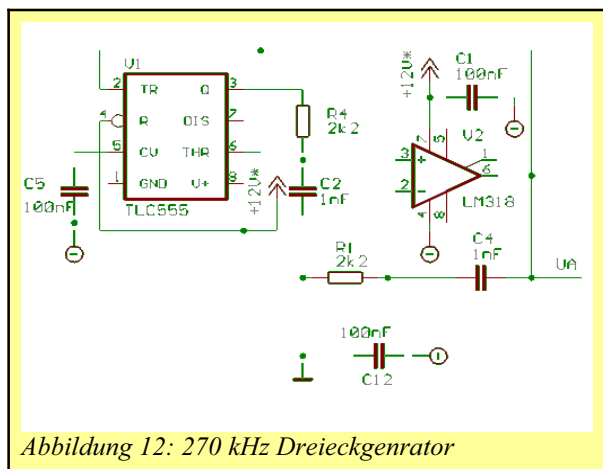
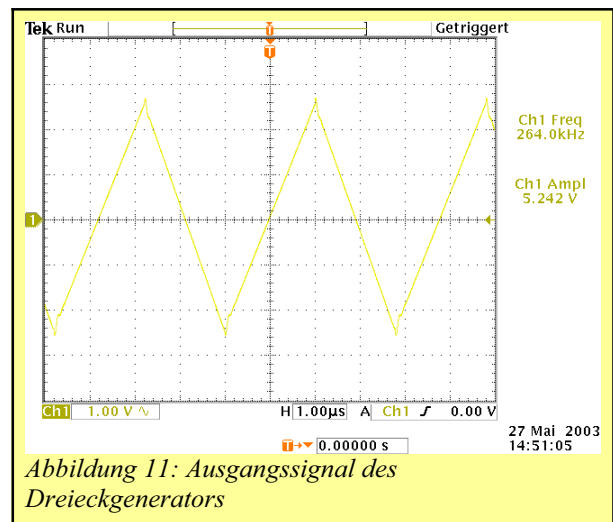
$$\frac{2}{3} U_b = \frac{1}{RC} \cdot \frac{U_b}{2} t + \frac{1}{3} U_b$$

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

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

$$C = 1 \text{ nF} \Rightarrow R = 2,4 \text{ k}\Omega \Rightarrow 2,2 \text{ k}\Omega \in E12$$

Abbildung 10: Berechnung des Oszillators



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 300 kHz 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: $U_{DS}=100\text{V}$ und $I_{DS}=28\text{A}$ (bei 25°C ; 20A bei 100°C) maximal. Benötigt wird $U_{DS}=70\text{V}$, der Mosfet ist also um 23% überdimensioniert. Als Strom werden für 400 W bei $4\ \Omega$ 10 A 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.

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

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

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

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

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

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

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.

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 $Q = 30 \text{ nC}$ und $t = 30 \text{ nS}$ ist $I = 1 \text{ A}$. Bei 5 V ergibt das einen Gatevorwiderstand von 5Ω . Der nächste Normwert ist $4,7 \Omega$. Aufgrund des hohen Einschaltstromes und der damit verbundenen Verlustleistung ist es notwendig Widerstände zu $\frac{1}{2} \text{ W}$ zu verwenden, welche eine Spitzenleistung von 23 W aushalten müssen.

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. $\frac{1}{2}$ 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).

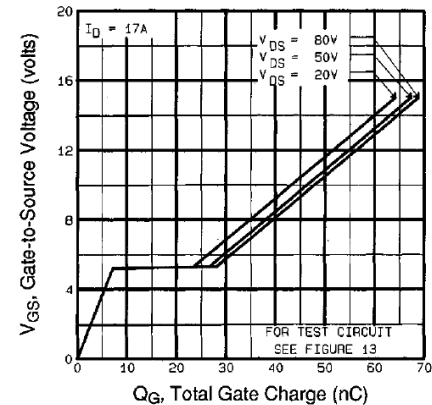


Abbildung 14: Ladung der parasitären Gatekapazität des IRF540

Quelle: International Rectifier

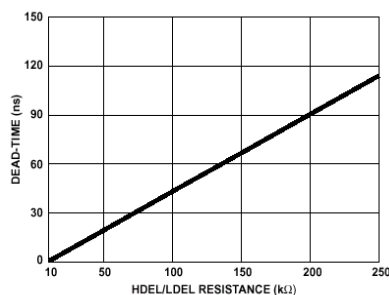


FIGURE 31. MINIMUM DEAD-TIME vs DEL RESISTANCE

Abbildung 15: Zu wählender Widerstand für die benötigte Totzeit

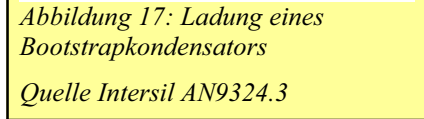
Quelle: Intersil

NOTE: Only "A-side" of H-bridge is shown for simplicity. Arrows show bootstrap charging path.

FIGURE 7. BOOTSTRAP CAPACITOR CHARGING PATH

Abbildung 17: Ladung eines Bootstrapkondensators

Quelle Intersil AN9324.3



Quelle Intersil AN9324.3

Die Berechnungen sind Abbildung 16 zu entnehmen. I_r und t_{rr} stammen aus dem Datenblatt zur Diode von Fairchild, welche für den Mosfet benötigt wird, wurde etwas größer als zu entnehmen war (Siehe Abbildung 14; 50nC bei 10V). Die nach der Ladung ca. 10V sein, damit diese sicher sättigen. Da die an also 2V, welche in der Bootstrapschaltung verloren gehen (ca. 0,6V) fällt an der Bootstrapdiode ab, es bleiben also der Ladungsstrom der Dioden und die Gateladung verloren gehen dürfen. ca. 100nF. Als Kondensatortyp wird ein Vielschichtkondensator gewählt. Dieser hat eine geringe Eigeninduktivität, was sich bei den hohen Frequenzen auswirkt. Für den Kondensatorwert sind die Grenzen nach oben offen, es könnte, einen größeren Bootstrapkondensator einzusetzen, aber es ist auf jeden Fall notwendig in der Praxis zu erproben, ob der gewählte Wert ein anderer Wert vorzuziehen ist.

Abbildung 16: Berechnung des Minimal benötigten Bootsrappkondensators

Die Berechnungen sind Abbildung 16 zu entnehmen. I_r und t_{rr} stammen aus dem Datenblatt zur Diode von Fairchild, welche für den Mosfet benötigt wird, wurde etwas größer als zu entnehmen war (Siehe Abbildung 14; 50nC bei 10V). Die nach der Ladung ca. 10V sein, damit diese sicher sättigen. Da die also 2V, welche in der Bootstrapschaltung verloren gehen (ca. 0,6V) fällt an der Bootstrapdiode ab, es bleiben also der Ladungsstrom der Dioden und die Gateladung verloren gehen dürfen. ca. 100nF. Als Kondensatortyp wird ein Vielschichtkondensator gewählt. Dieser hat eine geringe Eigeninduktivität, was sich bei den hohen Frequenzen auswirkt. Für den Kondensatorwert sind die Grenzen nach oben offen, es könnte, einen größeren Bootstrapkondensator einzusetzen, Es ist auf jeden Fall notwendig in der Praxis zu erproben, ob der gewählte Wert ein anderer Wert vorzuziehen ist.

Die durch den Sättigungswiderstand entstehende Verlustleistung lässt sich relativ leicht berechnen: Im Sättigungszustand 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 $0,077 \Omega$. Aus diesen Werten folgt eine Verlustleistung von $3,77W$ in jedem Transistor bei Vollast. Bei $400W$ Leistung beträgt sie insgesamt $3,77 W \cdot 4 = 15 W$, 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} ... Schaltverlust 1 Mosfet
 t_{sch} ... Schatzeit 1 Vorgang

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

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

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

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

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

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

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

Abbildung 18: Proportionale Schaltverluste

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

$$E = \int_0^{t_{sch}} U(t) \cdot I(t) dt \text{ im Mosfet frei. Aufgrund der rein}$$

induktiven Last und der hohen Schaltfrequenzen ist der

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,

Fig. 11: Recovery charges versus dI_F/dt .

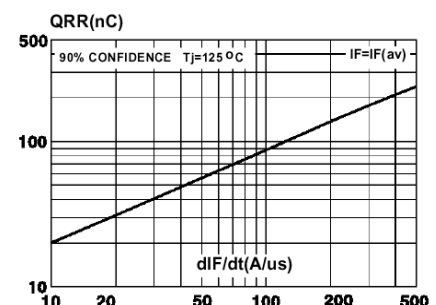


Abbildung 19 Erholladung BYW80
 Quelle: BYW80 Datenblatt von SGS Thomson

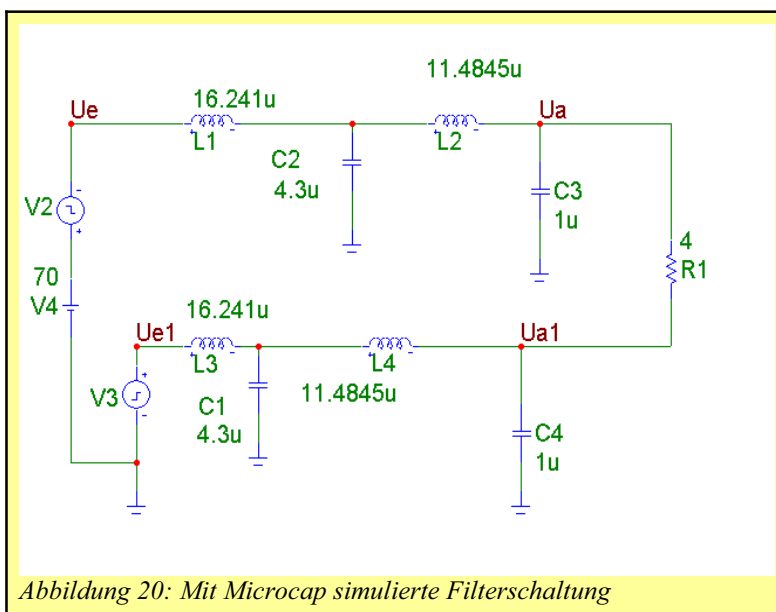
Strom im Mosfet während des Schaltens konstant. die Spannung sinkt (steigt) am Mosfet linear ab (an). Das lineare Ansteigen und Absinken wird durch die parasitäre Kapazität C_{GD} hervorgerufen.

Durch das $\frac{du}{dt}$ zwischen Drain und Gate fließt ein Strom über den parasitären Kondensator und verursacht einen dem Ladestrom entgegengesetzten 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.



In der Abbildung 20 ist das simulierte Filter zu sehen, für die Kondensatoren wurden Normwerte eingesetzt (bei $4,3 \mu\text{F}$ wurden zwei Kondensatoren von $2,2 \mu\text{F}$ Kondensator parallel geschaltet 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 fließen (ca. 2A verursacht durch den Träger und bis zu 11,3A (bei 400W; 20kHz, simuliert

R_s ... Serienwiderstand zu X_C im Kondensator

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

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

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

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

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

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

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

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 $\pm 10\%$, eine höhere Genauigkeit ist nicht notwendig.

Die Berechnungen wurden bei einem Eingangssignal 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

N ... Windungszahl

l_L ... Länge Luftspalt

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

$$A_L = 250 \text{ nH}$$

$$L = 16,241 \mu\text{H} \Rightarrow N = 8,06$$

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

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

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

$$\mu_r = 99,67$$

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

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

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

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

Abbildung 22 Berechnung der Anzahl der Spulenwindungen

Eingangsfrequenzen tollerabel.

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

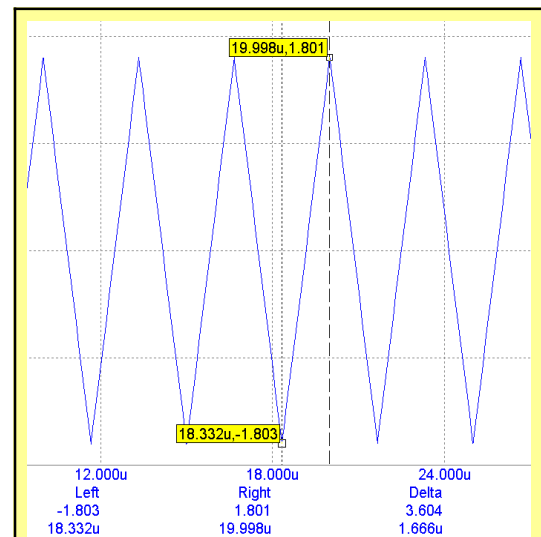
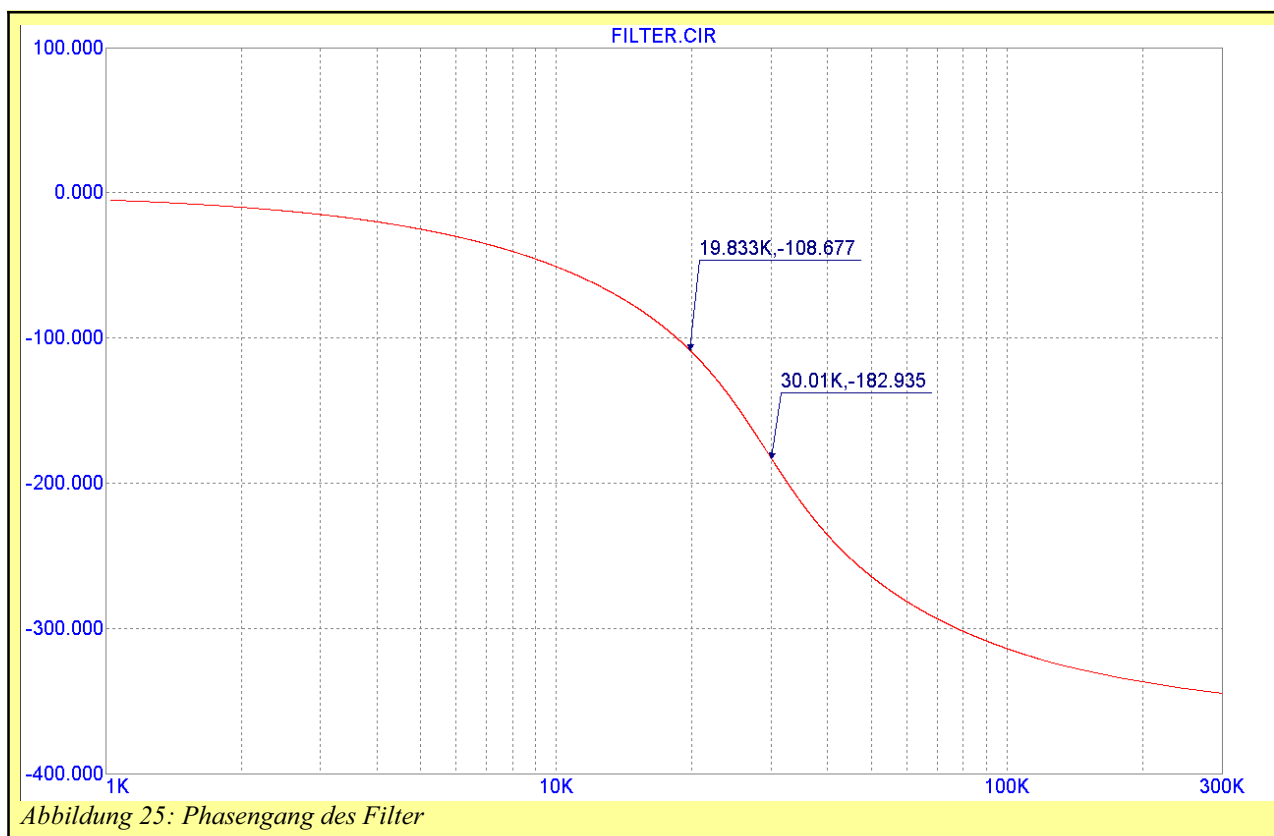
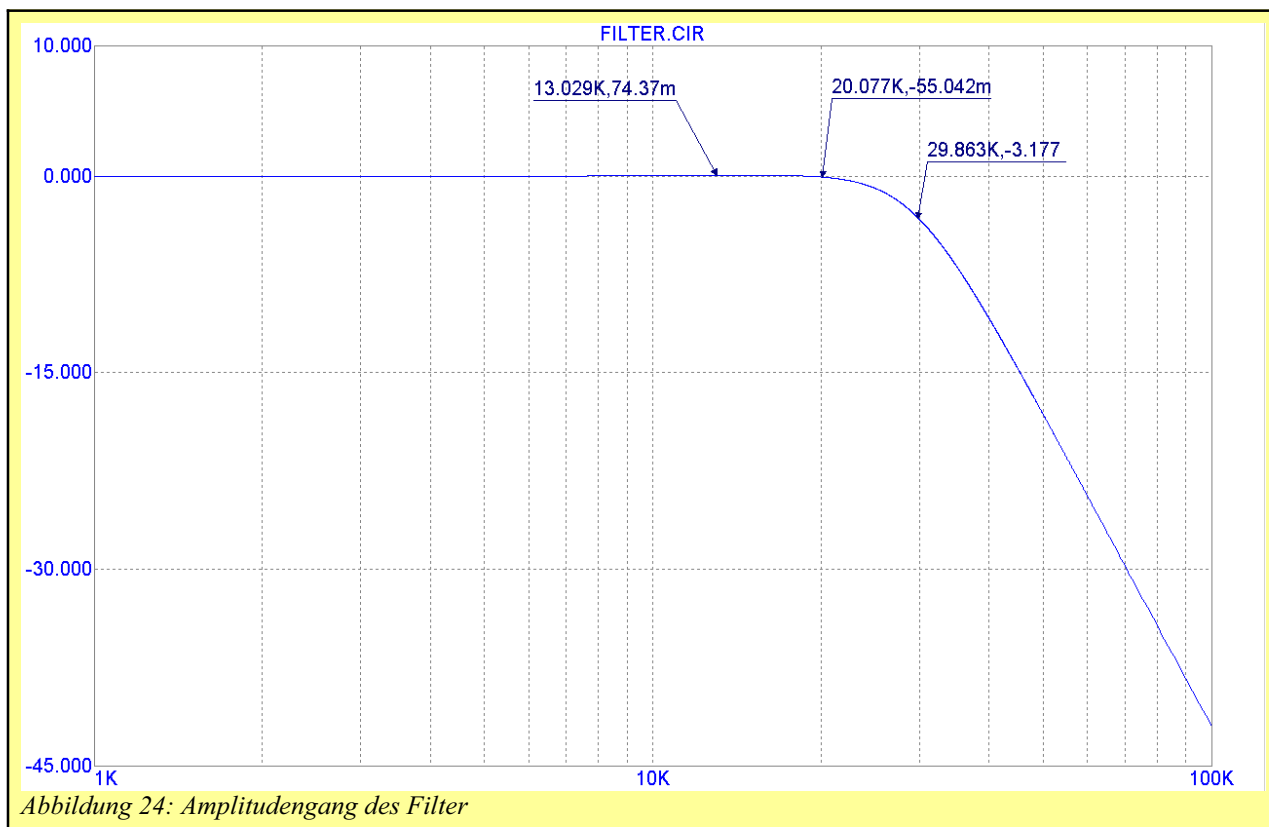


Abbildung 23: maximaler Strom in L1 $\approx$ Strom in C2 (f Eingang = 0 Hz)

Simulation mit Microcap 7 Demo



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.

Im Gegenkopplungsweig 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 Geggekopplungsweiges die Phasenverschiebung zu hoch wird. Bei einem Filter 1. Ordnung liegt diese bei maximal 90° (in diesem Fall $77,3^\circ$). 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.

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 Berücksichtigung, dass das Massepotential auf $\frac{1}{2} U_B$ 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 Geggekopplungsschleife bei Schaltungen, in denen eine Digitale Verzögerung vorhanden ist stabil zu halten ist es notwendig, dass die Transitfrequenz des Geggekopplungsweiges 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 Geggekopplungsweiges 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 Geggekopplungsweig

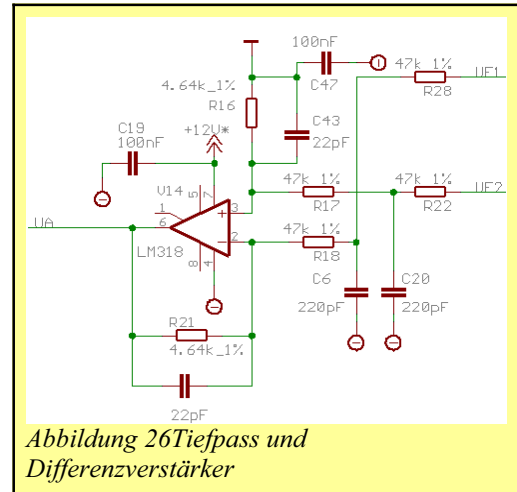


Abbildung 26 Tiefpass und Differenzverstärker

$$R16 = R21$$

$$R17 = R18$$

$$U_a = \frac{R21}{R18} \cdot (U_{E2} - U_{E1}) \Rightarrow$$

$$R18 = \frac{R21}{U_a} \cdot (U_{E2} - U_{E1})$$

$$U_{E2} - U_{E1} = 70 V$$

$$U_a = 4 V$$

$$R21 = 4,7 k \Omega$$

$$R18 = 47 k \Omega + 47 k \Omega \Rightarrow 100 k \Omega \Rightarrow$$

$$U_{a \max} = 3,3 V$$

Abbildung 27: Berechnung des Differenzverstärkers

vorhandenen Bauteile bei der Eckfrequenz berechnet.

$$v_u = \frac{1}{j\omega C_{21}} + R_{34}$$

$$R_{20} = 4,7k\Omega \Rightarrow$$

$$V_u(135kHz) = 5,6$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$\varphi(v_u, f = 135kHz) = -45^\circ \Rightarrow$$

$$\frac{1}{j\omega C_{21}} = R_{34} \Rightarrow$$

$$v_u(f = 135kHz) = \frac{2 \cdot 1}{j\omega C_{21}} \Rightarrow$$

$$C_{21} = \frac{2}{\omega \cdot R_{20} \cdot v_u}$$

$$C_{21} < 100 pF \Rightarrow 100 pF$$

$$\varphi(C_{21}, R_{34}, f = 135kHz) = -45^\circ$$

$$v(f = 135kHz) = \frac{2 \cdot R_{34}}{\omega \cdot C_{21}} \Rightarrow$$

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.

$$v_{U2} = \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$f = 135 kHz \Rightarrow \omega = 8,5 \cdot 10^5$$

$$C = 220 pF$$

$$R = 47k\Omega$$

$$v_{U2} = -20 dB$$

$$\varphi = -65^\circ$$

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)

$$v_{U3} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_2 = 4,7 k\Omega$$

$$R_1 = 100 k\Omega$$

$$V_{U3} = -26,6 dB$$

Abbildung 30 Verstärkung des Differenzverstärkers

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 Integrator 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 Integrator verursacht wird auf ca. 45° beschränkt. Dieses P-Glied hat bei niederen Frequenzen keinen Einfluss auf das Regelverhalten.

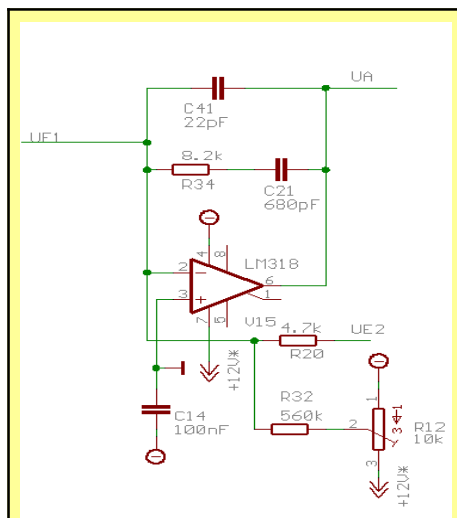


Abbildung 31: Regleglied

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 Eingangssignal eine Amplitude von $\pm 200mV$ hat. Die benötigte Amplitude

am Eingang des Verstärkers beträgt $\pm 1,9$ 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 $2\text{M}\Omega$ 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.

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

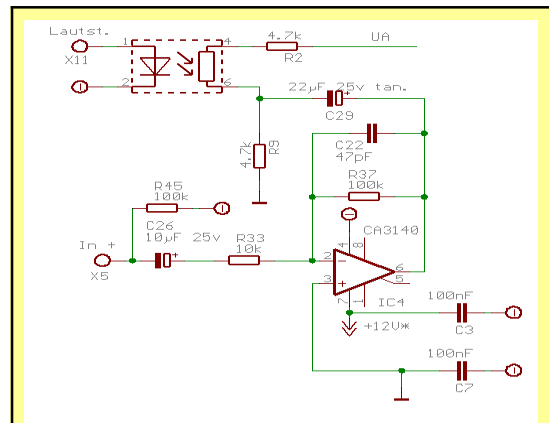


Abbildung 32: Eingangsverstärker

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 Controllerplatine) zur Verfügung.

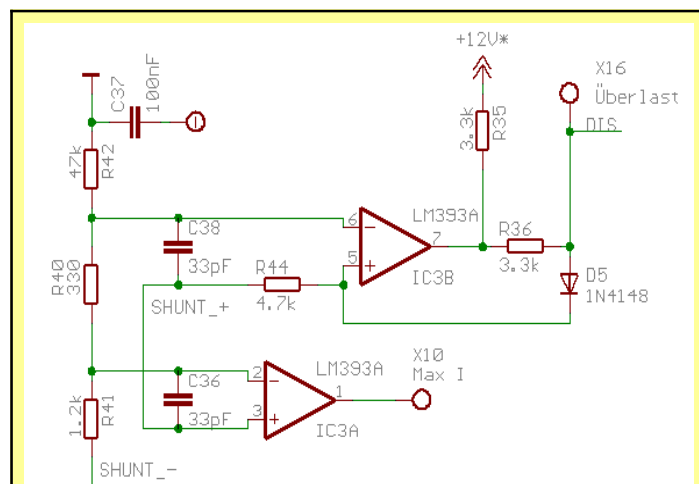
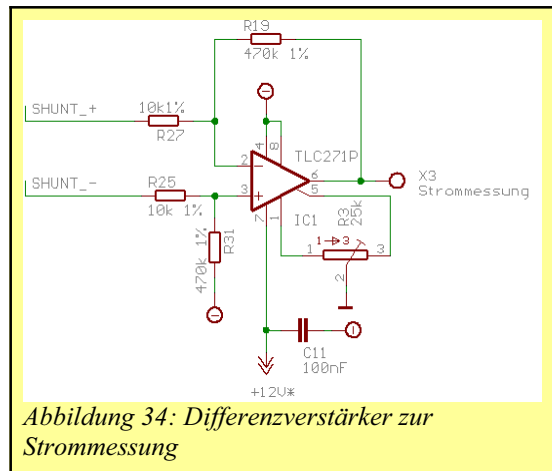


Abbildung 33: Schaltung zur Überstromabschaltung

Der Shunt wird auch intern zur Überstromabschaltung verwendet. Hierfür ist ein IC mit 2 Komparatoren mit niedriger Offsetspannung vorgesehen. Aus der stabilisierten Betriebsspannung werden mithilfe eines Spannungsteilers 2 Referenzspannungen generiert. Beim Überschreiten der 1. Referenzspannung von 0,15 V (=15A Strom) wird der Controllerplatine 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.



Oszilloskopbilder

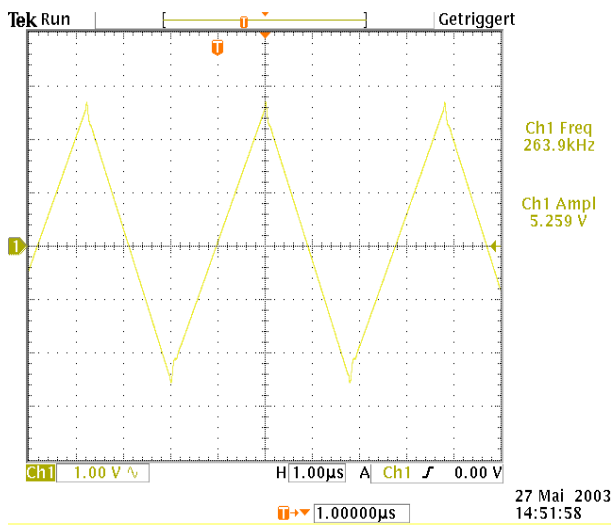


Abbildung 35: Dreiecksspannung am Generator

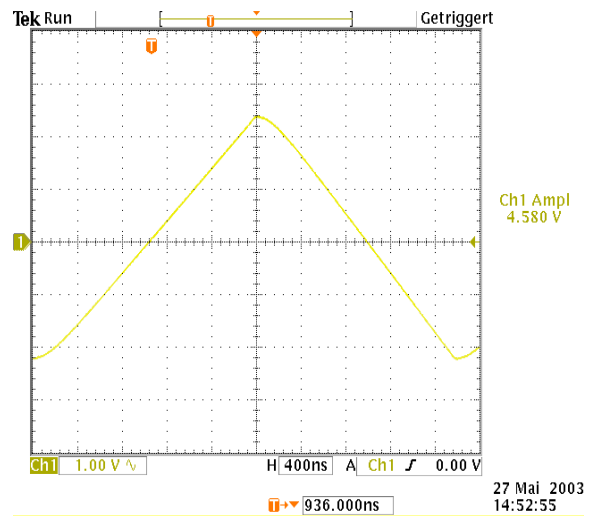


Abbildung 36: Dreiecksspannung am Brückentreiber:
Sie wird durch ein RC Glied leicht verformt (Die dynamische Hysterese ist deaktiviert)

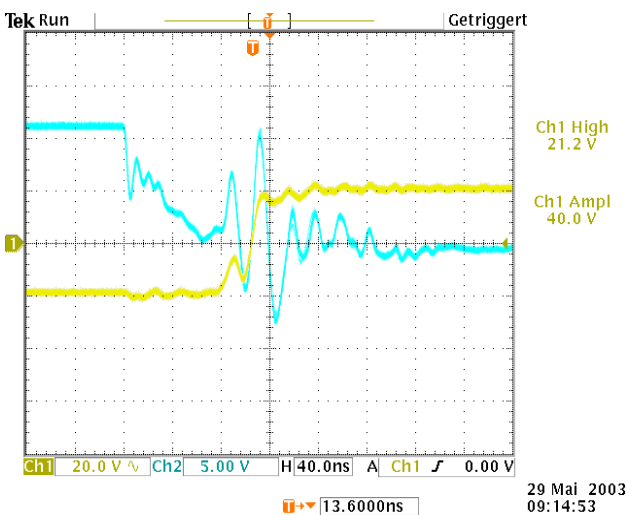


Abbildung 37: Mosfet's werden nicht korrekt angesteuert, durch das plötzliche Ansteigen von Ch2 (kurz vor Triggermarke) wird eine extrem starke Stromspitze erzeugt

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

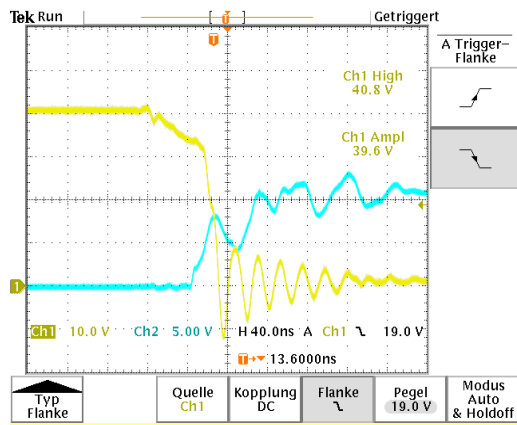


Abbildung 39: Der Lowside Mosfet wird zu früh eingeschaltet, dies verursacht eine nicht tollerierbare Stromspitze.

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

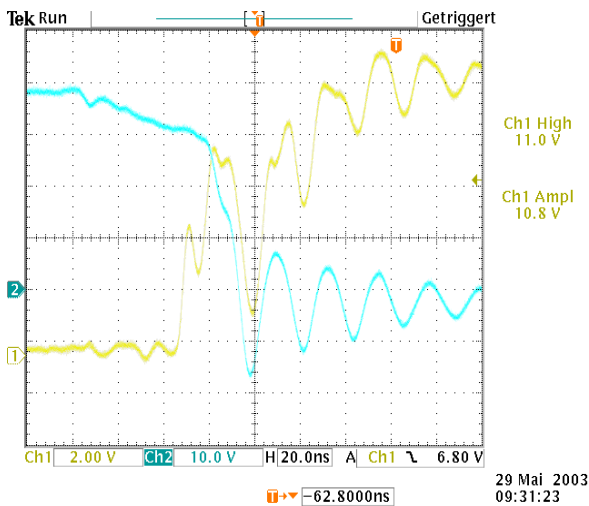


Abbildung 40: Völlig unkorrektes Umschalten: Der Hiside Mosfet sperrt noch nicht, während der Lowside bereits leitet.

Kanalbelegung wie in nebenstehender Grafik

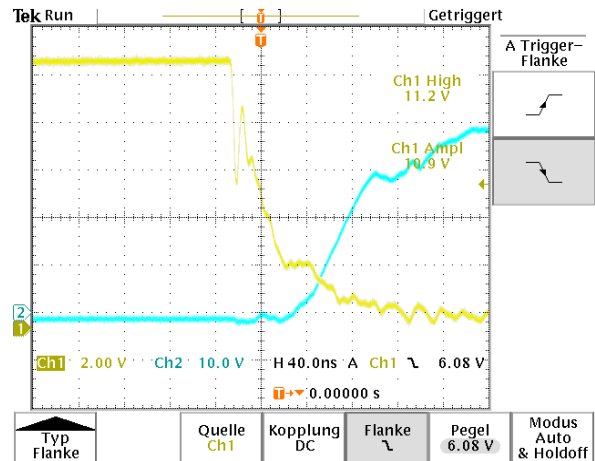


Abbildung 38: Der Lowside Mosfet wird ausgeschaltet und der Hi side eingeschaltet. Der Vorgang läuft korrekt ab.

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

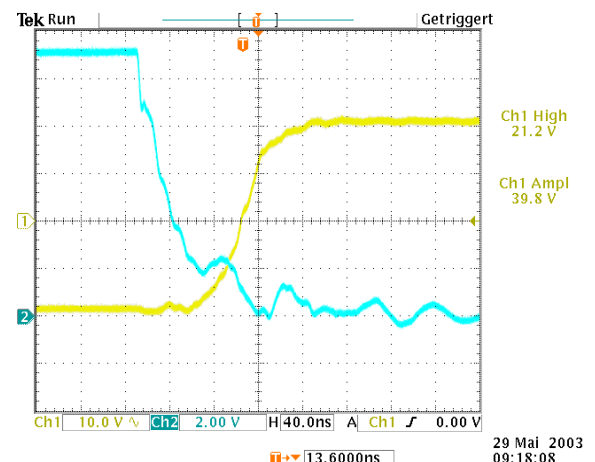


Abbildung 41: Korrekter Übergang von Low side auf Hiside (! Ch1 AC gekoppelt)

Ch1: Gatespannung HI-Side Mosfet

Ch2: Gatespannung Low-Side Mosfet

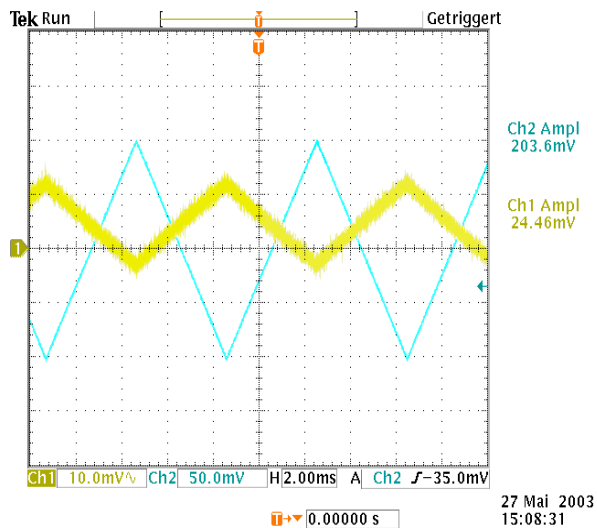


Abbildung 42: Übertragung eines 3-Eck Signals über den gesamten Verstärker bei kleiner Verstärkung

Ch1: Ausgang

Ch2: Eingang

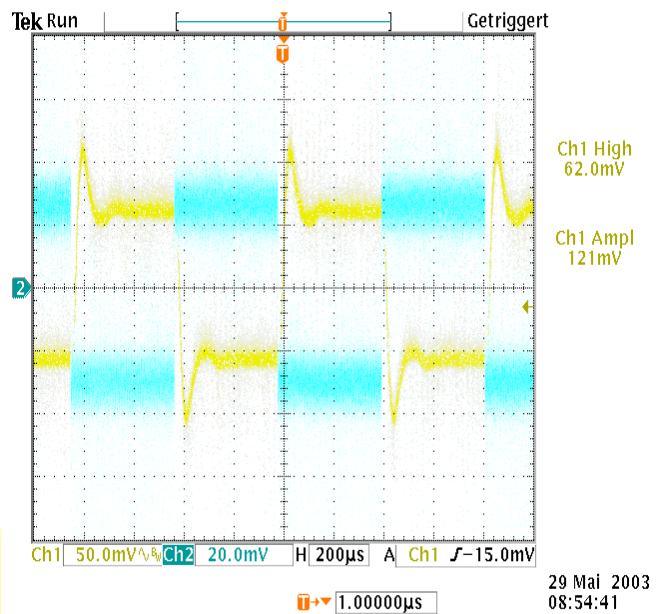


Abbildung 43: Übertragung eines Rechteck-Signals über den gesamten Verstärker bei kleiner Verstärkung

Ch1: Ausgang

Ch2: Eingang

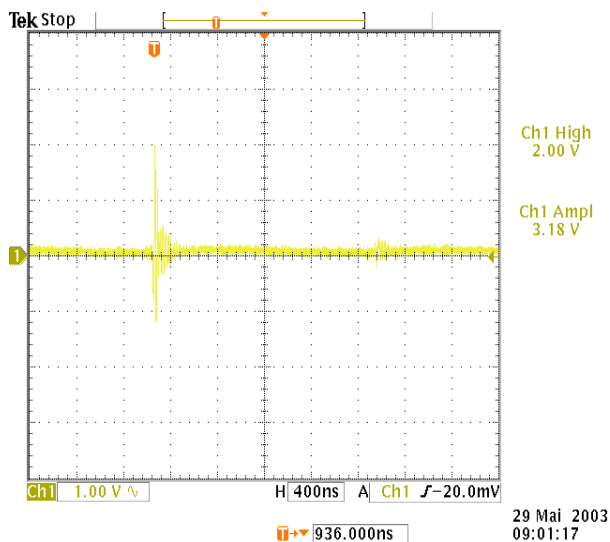


Abbildung 44: 20A Stromspitze beim Umschalten (gemessen an 0.01 Ohm Shunt). Schaltung wurde im Leerlauf betrieben.

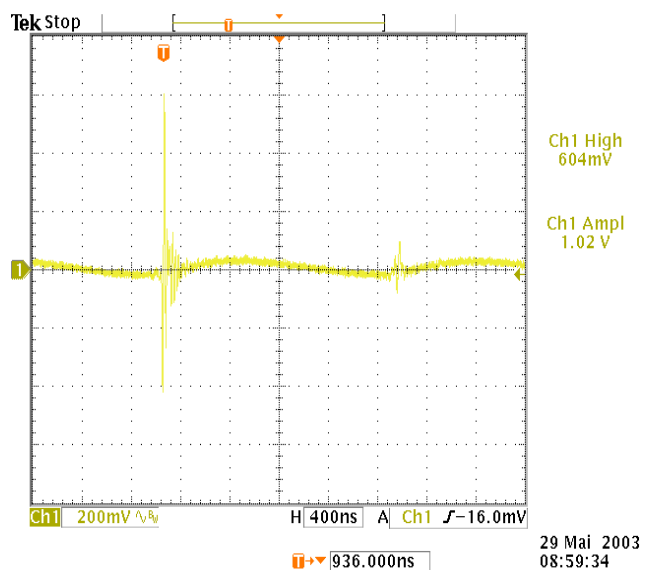
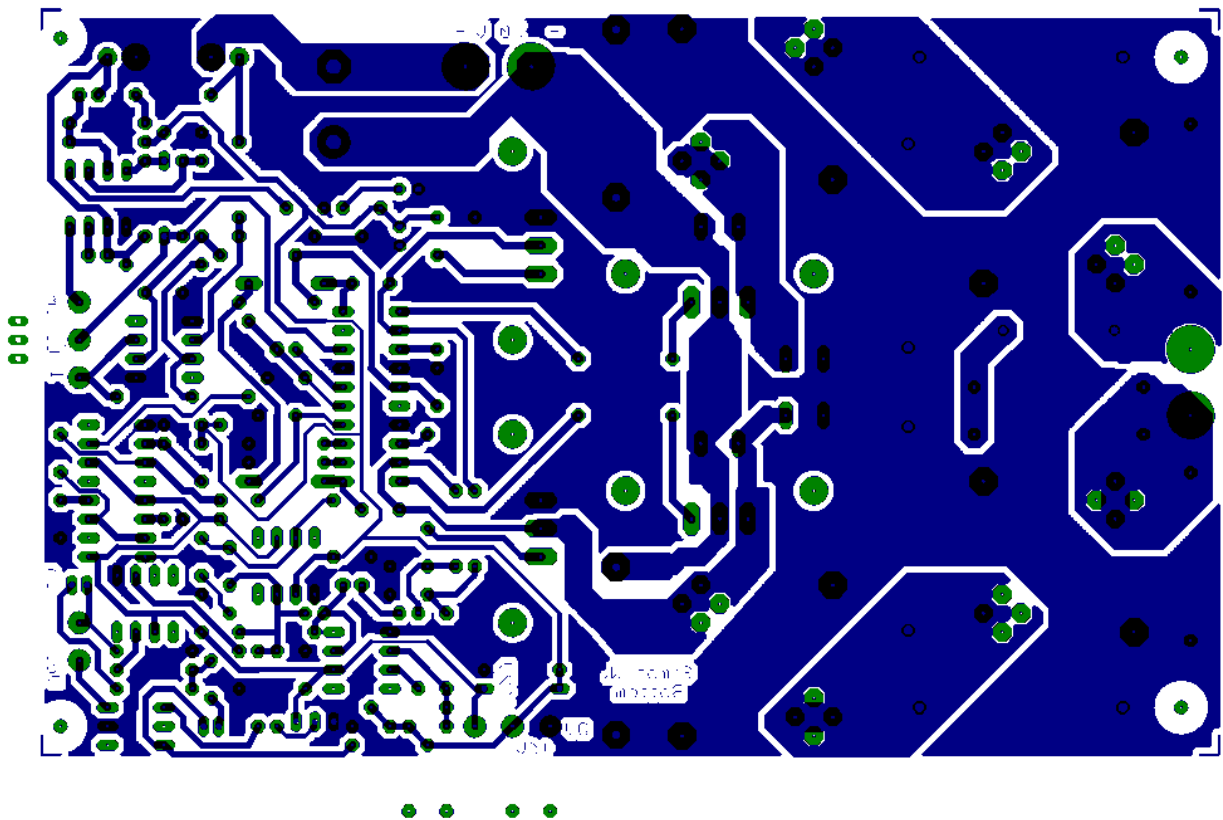
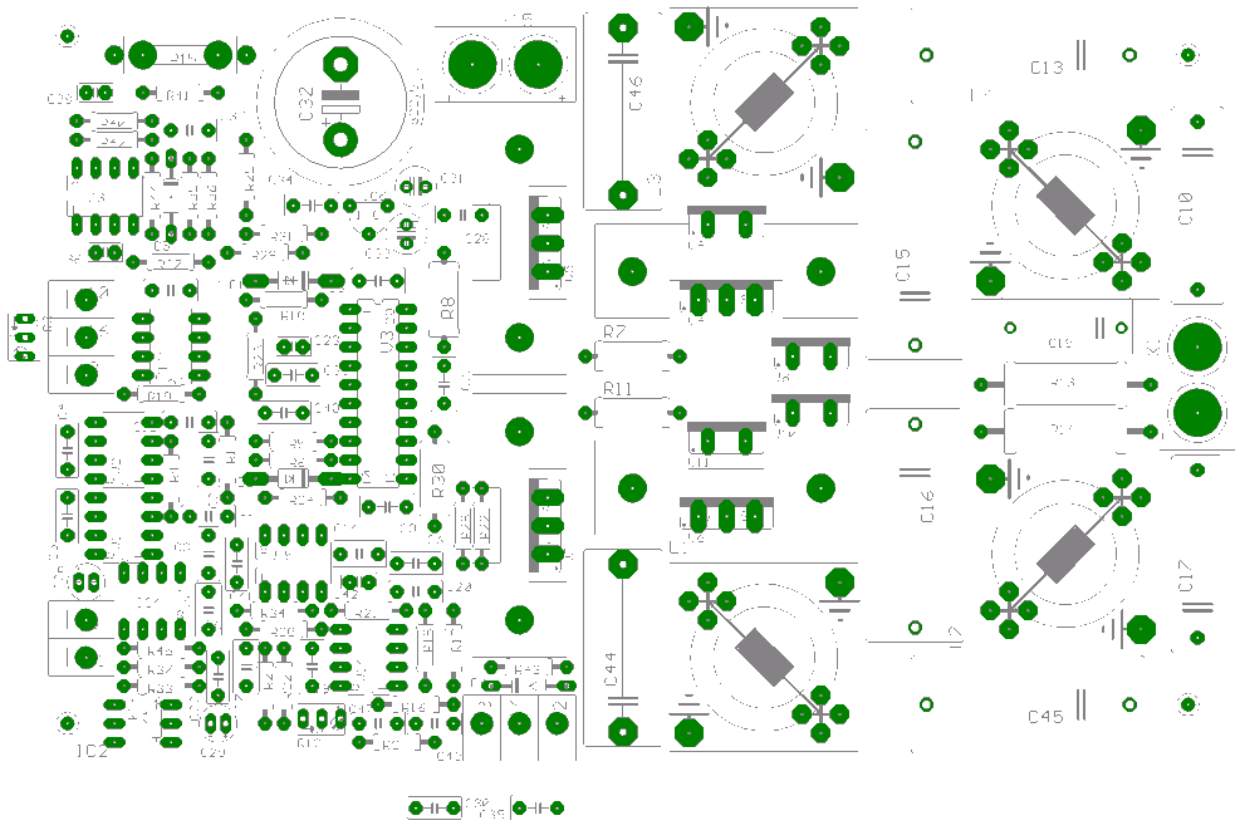
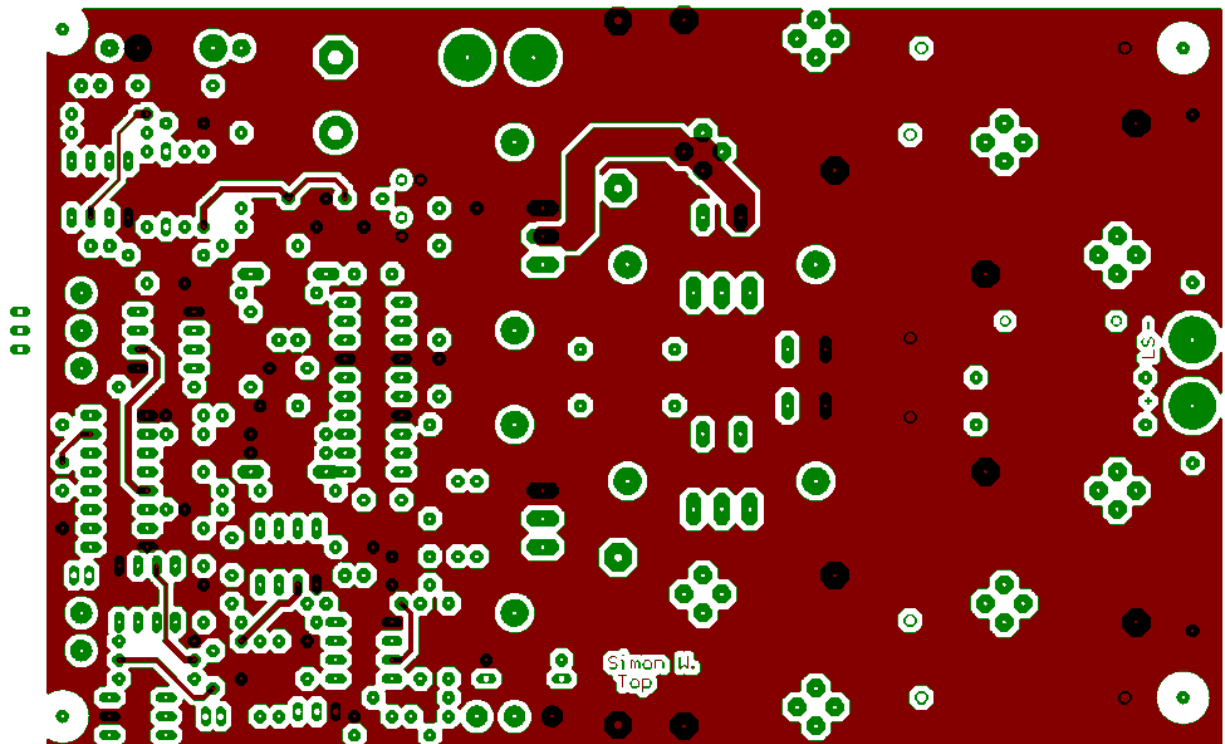


Abbildung 45: 20A Stromspitze beim Umschalten von Hi auf Lowside (gemessen an 0.01 Ohm Shunt). Schaltung wurde im Leerlauf betrieben.

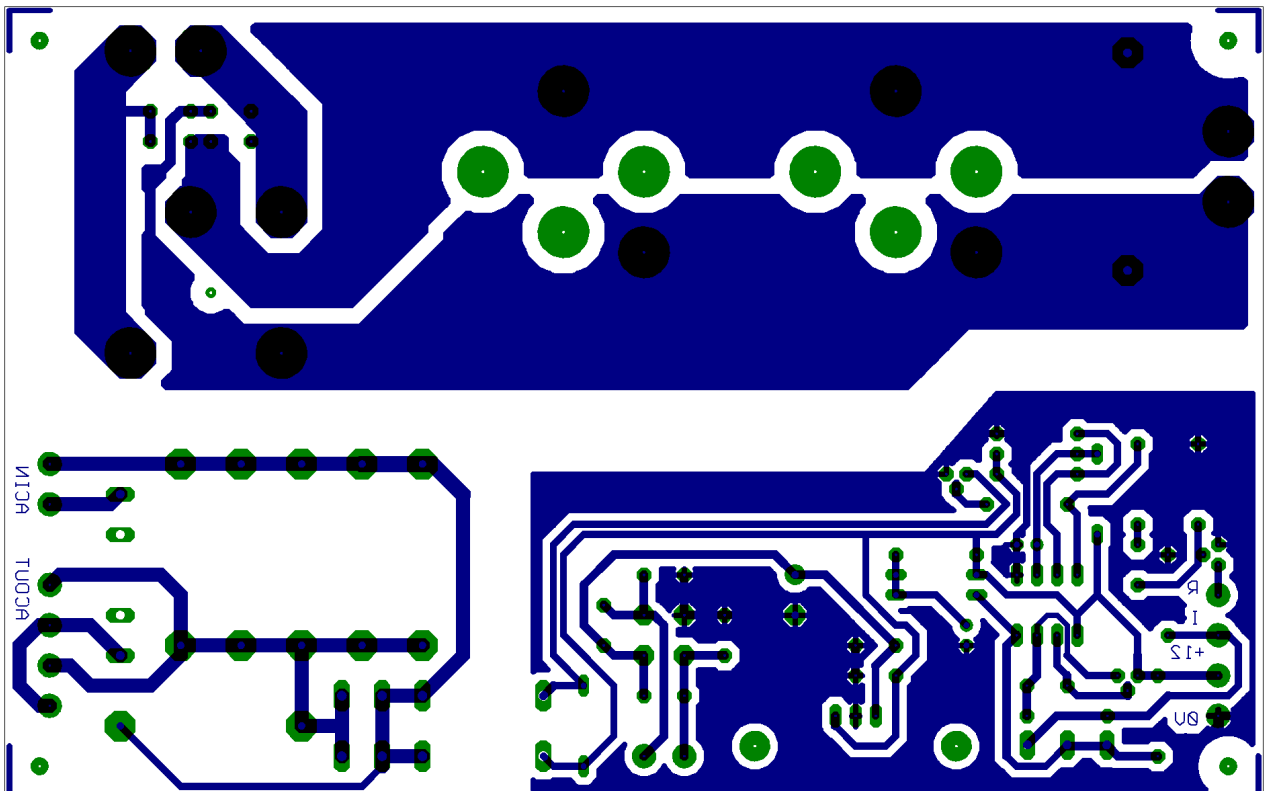
Die Amplitude scheint geringer weil die Bandbreite des Oszilloskops auf 20MHz gestellt wurde. Die zweite Spitze zeigt ein weiteres korrektes Umschalten.

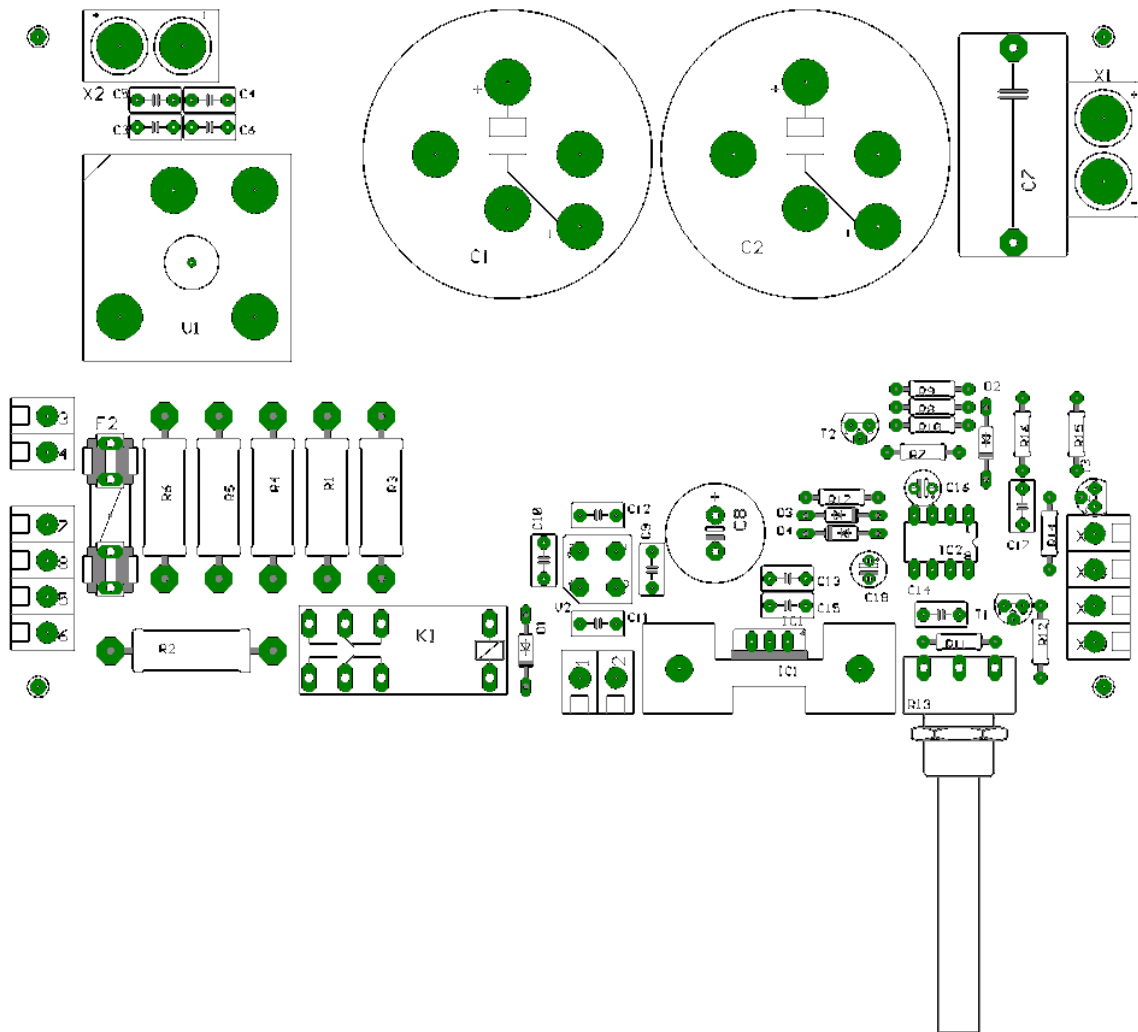


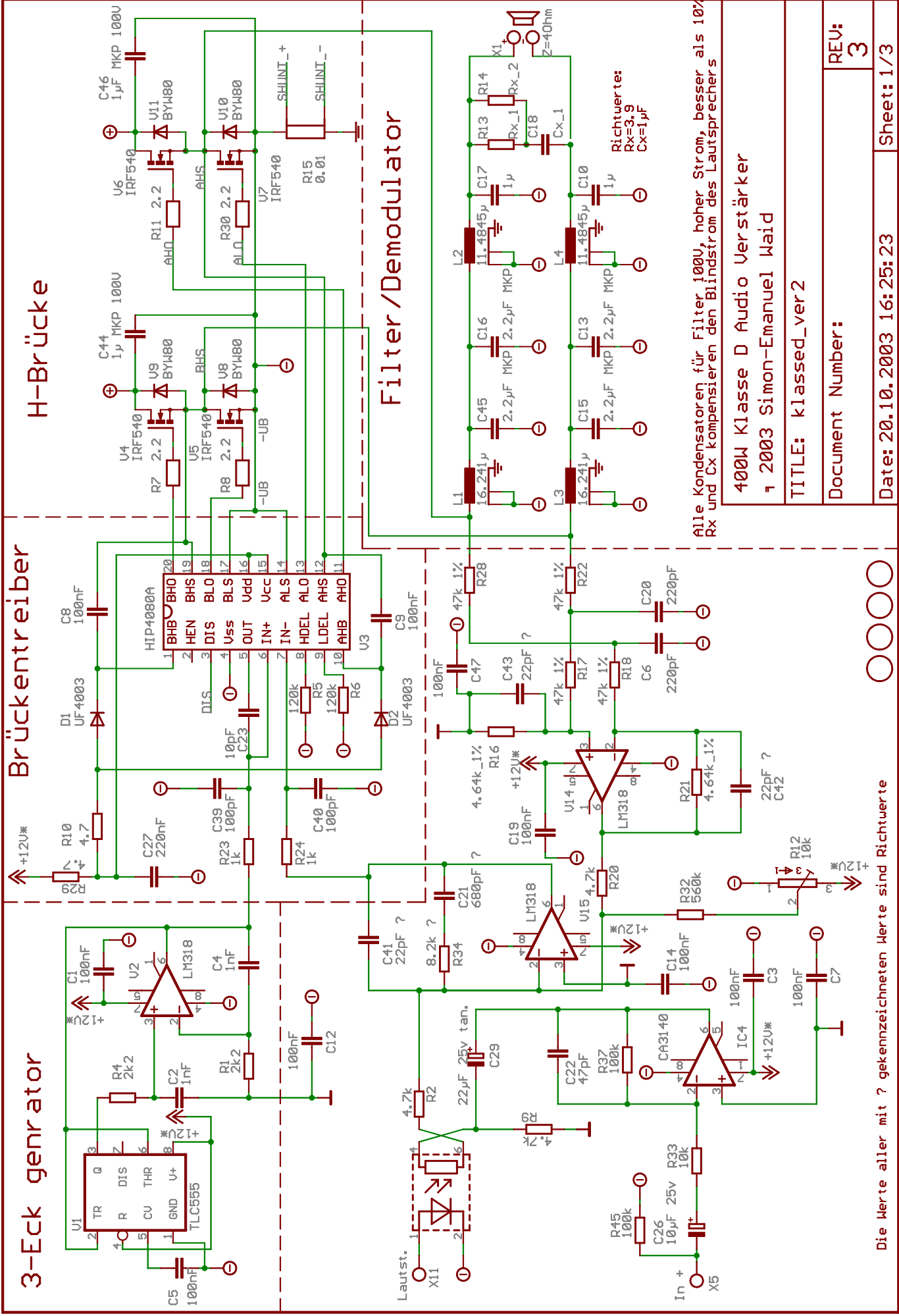


• • • •

Versorgung







3-Eck genrator

Brückentreiber

H-Brücke

Filter/Demodulator

Alle Kondensatoren für Filter 100V, hoher Strom, besser als 10%
Rx und Cx kompensieren den Blindstrom des Lautsprechers

400W Klasse D Audio Verstärker
© 2003 Simon-Emanuel Waid

TITLE: klassed_ver2

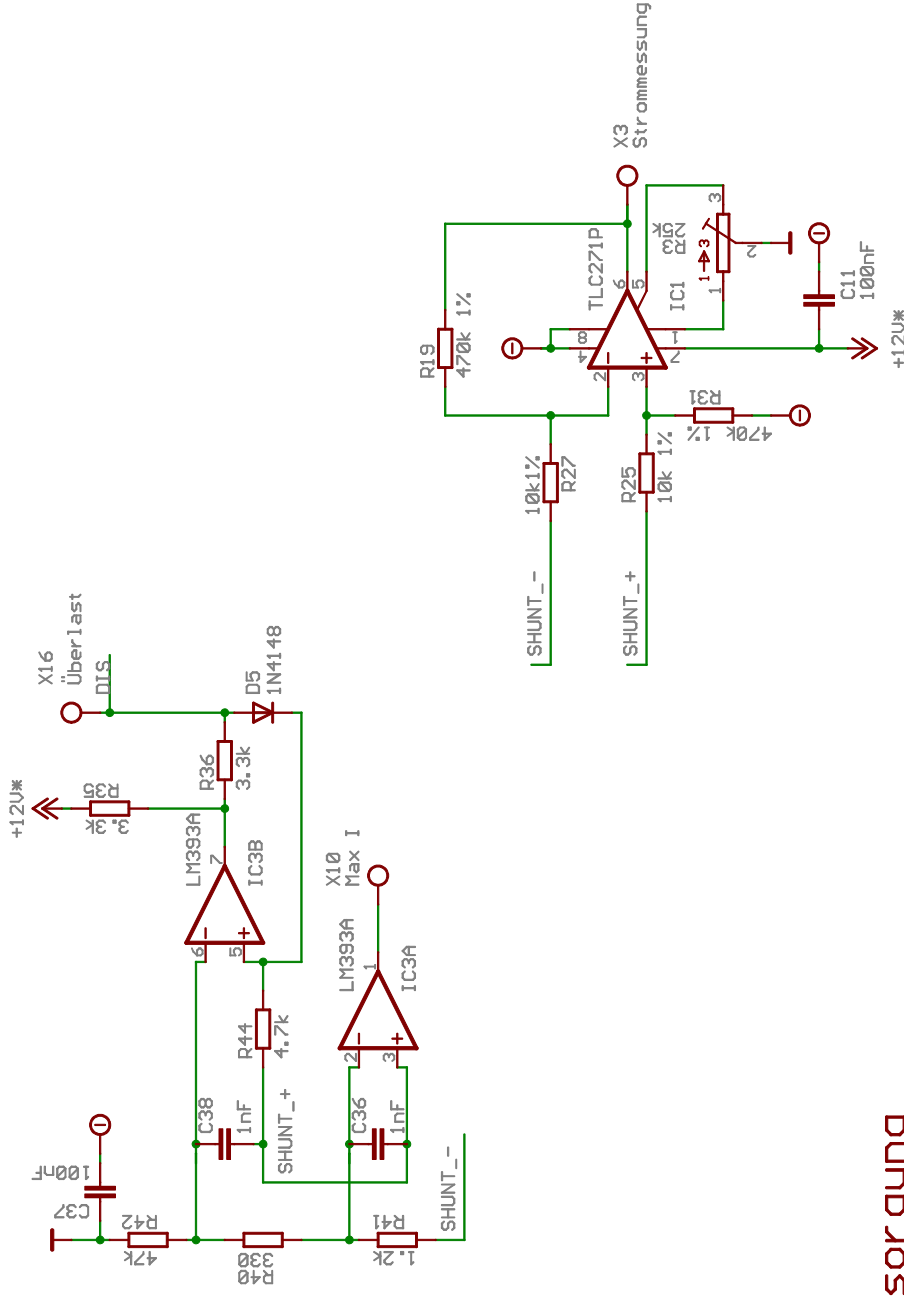
Document Number:

REV: 3

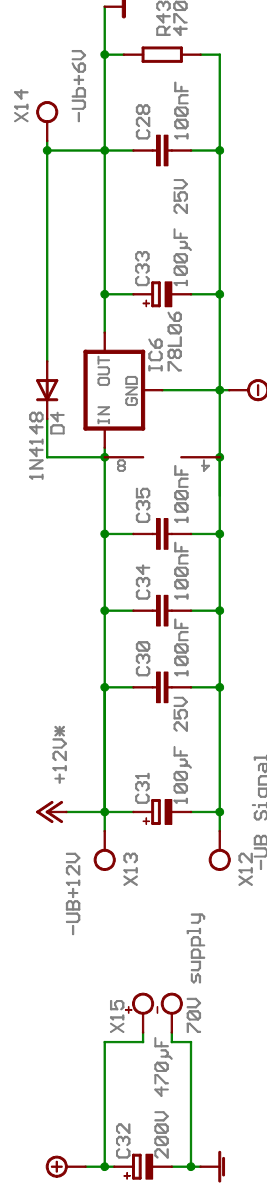
Die Werte aller mit ? gekennzeichneten Werte sind Richtwerte

Date: 20.10.2003 16:25:23

Sheet: 1/3



Ver sorgung



400W Klasse D Audio Verstärker
 2003 Simon-Emanuel Waid

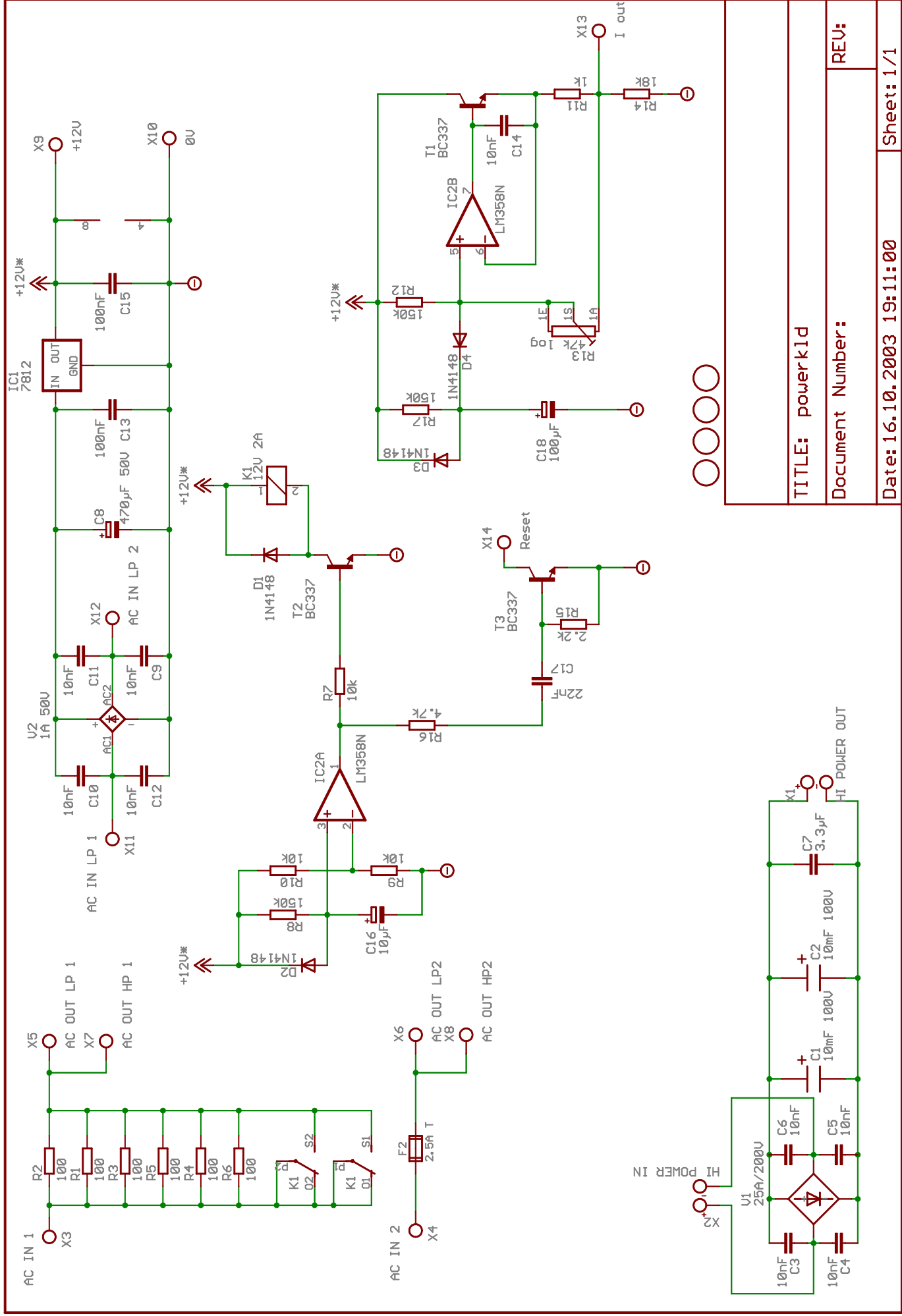
TITLE: klassed_ver2

Document Number:

REV:

Date: 26.06.2003 15:09:31

Sheet: 2/3



○ ○ ○ ○

TITLE: powerkld

Document Number:

REV:

Date: 16.10.2003 19:11:00

Sheet: 1/1