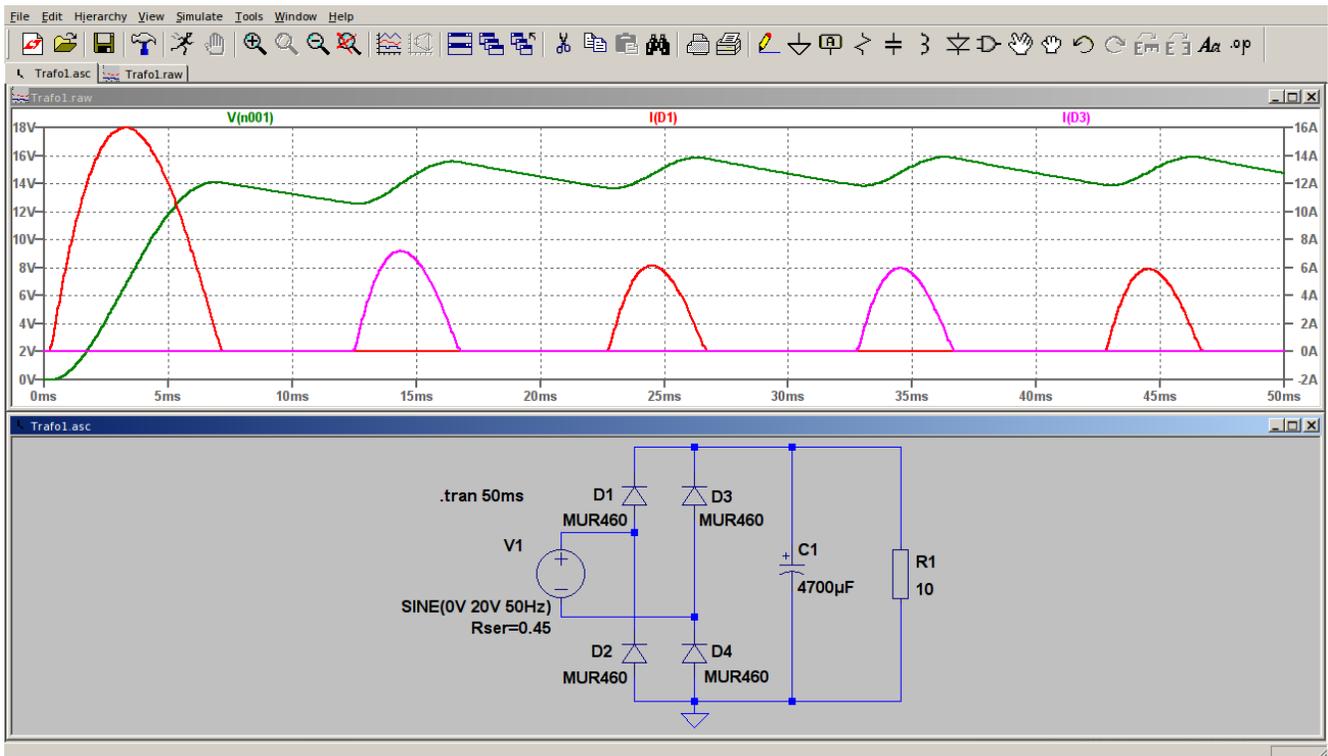


Simulations- und Baumappte

Linearnetzteil



Stand: 12. November. 2017
Tom Amann

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung.....	4
2 Grundlagen.....	6
2.1 Der Transformator.....	7
2.2 Der Gleichrichter.....	13
2.3 Der Glättungskondensator.....	16
3 Eingangsstufen.....	19
3.1 Einfache Eingangsstufe.....	19
3.2 Einfache Eingangsstufe mit Impulsstrombegrenzung.....	21
3.2.1 Entkoppelte Versorgung für Regelelektronik.....	23
3.3 Eingangsstufe mit zwei Trafowicklungen.....	26
3.x Sonstige Eingangsstufen.....	27

1 Einleitung

Nachdem mein altes Labornetzgerät in die Jahre gekommen ist, wird es Zeit für ein Neues. Es sollte ja kein Problem sein so ein einfaches Gerät neu zu konstruieren, doch zunächst ein paar Überlegungen was das neue Gerät leisten muss.

Es ist ein Labornetzgerät also muss es natürlich über eine einstellbare Ausgangsspannung und einen einstellbaren Ausgangsstrom verfügen. Doch da tauchen bereits die ersten Fragen auf? „Einstellbar“ - durch ein Poti, eine externe Steuerspannung, oder digital durch ein Steuergerät? Am besten ist eine auf ein gemeinsames Potential bezogene Steuerspannung, für Spannungs- und Stromeinstellung, zu benutzen, wodurch alle drei Möglichkeiten machbar sind.

Das führt gleich zum nächsten Problem. Wenn durch eine Steuerspannung einstellbar, mit welcher Geschwindigkeit? Genügt es Spannung und Strom einige male in der Sekunde zu ändern, oder werden hier höhere Frequenzen gebraucht? Da ich diese Frage im Moment nicht beantworten kann, lautet die Vorgabe „so schnell wie machbar“.

Dann die Frage welche Bereiche das Gerät abdecken sollte? Das ist schnell festgelegt: Für die Spannung der Bereich 0V bis 40V (40,95V) und für den Strom 0A bis 4A (4,095A). Diese Entscheidung ist deshalb so einfach, da sie sich an der digitalen Steuerung über einen Computer orientiert. Eine praktikable Auflösung für die verwendeten A/D - D/A - Wandler ist 12 Bit, womit der Zahlenbereich 0 bis 4095 darstellbar ist. Mit der gewählten Auflösung und dem Spannungs-Strombereich lässt sich digital die Spannung in 10mV und der Strom in 1mA Schritten ändern/messen. Dies bedeutet nun nicht, dass das Gerät in diesem Bereich arbeiten muss. Dies legt nur die Grenzwerte nach oben fest. Es muss möglich sein ein Gerät mit 15V/500mA analog gesteuert, wie ein Gerät 30V/2A digital gesteuert oder irgend etwas anderes im Bereich bis 40V und bis 4A zu bauen.

Wird keine digitale Steuerung benötigt, lassen sich Spannung und Strom stufenlos durch ein Poti oder eine externe Steuerspannungsquelle von 0 bis Maximum einstellen.

Wünschenswert ist ein Umschalten der Eingangsspannung, falls die Quelle dies erlaubt, um die Verlustleistung zu reduzieren. Dem entgegen steht jedoch die schnelle, fremdgesteuerte, Umschaltung der Ausgangsgrößen. So muss eine automatische Umschaltung der Eingangsspannung in jedem Fall abschaltbar ausgeführt sein.

Nachdem die Grundeigenschaften (0V bis 40V / 0A bis 4A / mit hoher Frequenz schaltbar) festgelegt sind, kann es losgehen. Zuerst mit dem Simulationsprogramm LTSpice nach geeigneten Schaltungen gesucht, mit ein paar Operationsverstärkern sollte das doch kein Problem sein. Aber weit gefehlt, keine der untersuchten Schaltungen kam auch nur in die Nähe der geforderten Daten. Im statischen Betrieb kein Problem, aber wehe die Umschaltung von Strom oder Spannung kam ins Spiel. Alle untersuchten Schaltungen arbeiten instabil und geraten in heftige Schwingungen. Aufgabe wird es also sein, stabile Schaltungen für diese Aufgabe zu finden.

Doch nun genug der Vorüberlegungen und ans Werk. Die Schaltungen werden zuerst mit LTSpice simuliert und nachdem sie damit für gut befunden sind, teilweise real aufgebaut und getestet.

Beginnen wir mit der Eingangsstufe, welche die Aufgabe hat die Spannung und den Strom für der Regelelektronik bereit zu stellen.

Für die Diagramme in den Bildern habe ich einen weißen Hintergrund gewählt, da mit schwarzem Hintergrund in Ausdrucken nichts mehr erkennbar ist. Für Spannungskurven verwende ich, falls möglich, grüne Farbtöne, für Ströme rote. Die Farben können in den Einstellungen von LTSpice geändert werden,

wie das funktioniert steht auch im Tutorial von Gunthard Kraus, welches ich jedem Interessierten ans Herz legen möchte. Vielen Dank dafür.

Link:

http://www.gunthard-kraus.de/LTSwitcherCAD/LTSpice_Tutorial_2017.pdf

oder über die Homepage:

<http://www.gunthard-kraus.de>

Eigentlich sollte diese Beschreibung projektbegleitend für die Entwicklung meines neues Netzteil geführt werden. Da mir aber in Internetforen ein starkes Interesse an einem einfach nachzubauenden Labornetzgerät, mit einfach beschaffbaren Bauteilen, aufgefallen ist, werde ich diese Beschreibung etwas ausführlicher gestalten und auch einfache Grundlagen/Grundsaltungen aufnehmen.

2 Grundlagen

Die Eingangsstufe eines Netzteils besteht aus dem Transformator, dem Gleichrichter und dem Glättungselko (Siebelko). Dazu können noch verschiedene Schutz- und Hilfsschaltungen kommen. Aufgabe der Eingangsstufe ist es, der eigentlichen Regelelektronik eine (pulsierende) Gleichspannung zur Verfügung zu stellen. Die Regelelektronik macht daraus eine einstellbare, glatte Gleichspannung für den Ausgang des Netzgerätes.

Das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung der Eingangsstufe, der Ausgangsspannung des Netzteils und dem fließenden Strom bestimmt über den Wirkungsgrad. Ist die Ausgangsspannung klein gegenüber der Eingangsspannung wird mehr Leistung im Netzteil als im Verbraucher umgesetzt.

Beispiel:

Formelzeichen: U = Spannung in Volt (V), I = Strom in Ampere (A), P = Leistung in Watt (W)

Die elektrische Leistung ist Spannung mal Strom. $P = U * I$

Wir haben ein Netzteil mit 40V Eingangsspannung und eine Ausgangsspannung von 5V eingestellt, der angeschlossene Verbraucher benötigt 2A Strom. Die an den Verbraucher abgegebene Leistung ist somit $5V * 2A = 10\text{Watt}$.

Die im Netzteil in Wärme umgesetzte Verlustleistung beträgt dabei: Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang ($40V$ Eingang - $5V$ Ausgang = $35V$) mal fließender Strom ($2A$) ergibt $35V * 2A = 70\text{Watt}$. Im gegebenen Fall steht also einer Nutzleistung von $10W$ eine Verlustleistung von $70W$ gegenüber.

Besser wäre es, bei niedriger Ausgangsspannung auch mit niedriger Eingangsspannung zu arbeiten. Für unser Beispiel wählen wir nun $10V$ Eingangsspannung. Am Ausgang ändert sich nichts, 5Volt mal 2Ampere ist 10 Watt . Aber die Verlustleistung ist jetzt $10V - 5V = 5V * 2A = 10\text{Watt}$. Die Verlustleistung, welche im Leistungstransistor des Netzteils in Wärme umgesetzt wird, sinkt von zuerst $70W$ ($40V$ Eingang) auf nun $10W$ ($10V$ Eingang).

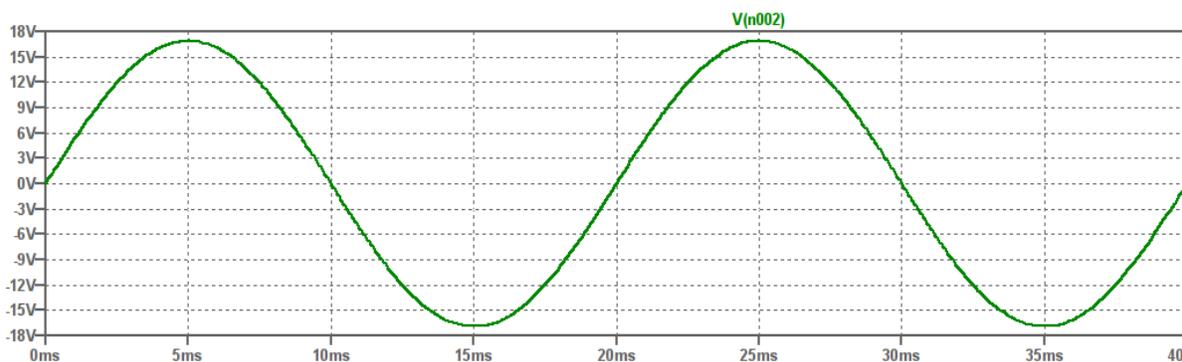
Es ist also anzustreben die Differenz zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung möglichst klein zu halten um somit die Verlustleistung klein zu halten. Eine gewisse Differenz ist unumgänglich, da die Elektronik Spielraum zum regeln benötigt.

Oft werden Relais benutzt die Eingangsspannung automatisch umzuschalten, für ein schnell fremdgesteuertes Netzteil sind Relais aber zu langsam. Mit welcher Geschwindigkeit ist die Ausgangsspannung umschaltbar? Ist die Schaltfrequenz höher als die Geschwindigkeit mit der ein Relais schalten kann, ist ein Relais nicht mehr geeignet. Es muss eine andere Art der Umschaltung gefunden werden, oder eine automatische Umschaltung ist zu deaktivieren.

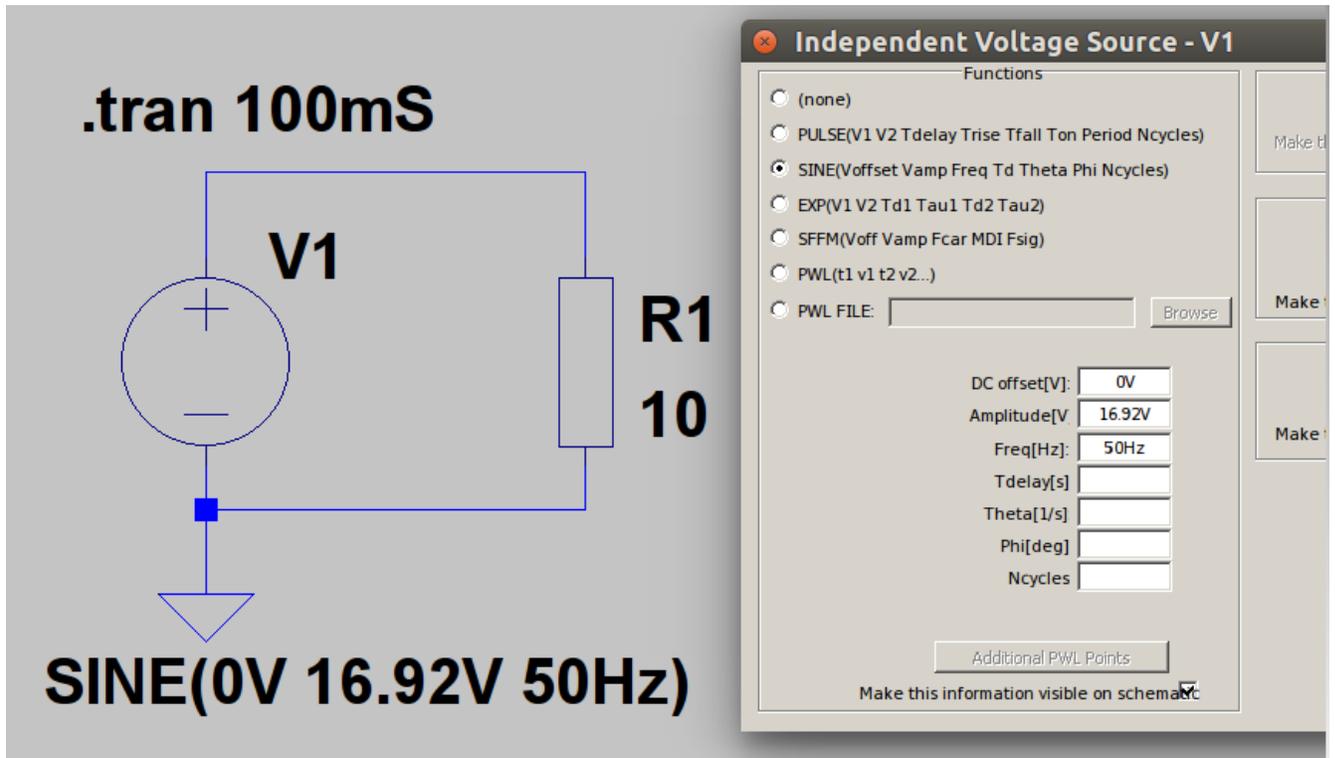
2.1 Der Transformator

Die Aufgabe des Transformators ist, die hohe Wechselspannung des Lichtnetzes von 230V auf die gewünschte, niedrige Wechselspannung für das Netzteil zu transformieren (umformen). Detaillierte Informationen über Transformatoren und andere Bauteile finden sich im Internet zu hauf, so möchte ich hier nur auf die fürs Verständnis benötigten Details eingehen. In Gunthard Kraus „Tutorial-Version 2.3“ für LTSpice (Link im Vorwort) ist gut beschrieben, wie man einen eigenen Netztrafo modelliert. Ich denke, dass für die Simulation eine Wechselspannungsquelle mit Innenwiderstand genügt und werde diese im Weiteren verwenden.

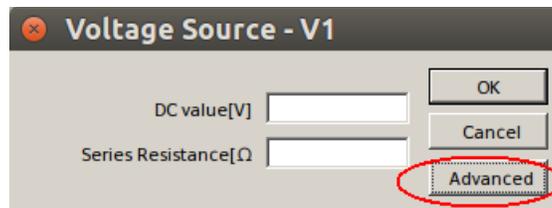
Da wäre zunächst die Spannungs- und Stromangabe für den Trafo, zum Beispiel 15Volt / 1 Ampere. Das bedeutet, die Ausgangswechselspannung beträgt 15V effektiv. Der Effektivwert einer Wechselspannung gibt den Wert an, bei dem in einem Verbraucher die gleiche Leistung umgesetzt wird wie bei einer Gleichspannung der selben Größe. Das bedeutet zum Beispiel, daß ein 12V Glühlämpchen an einer Wechselspannung mit 12V effektiv genauso hell leuchtet wie an einer Gleichspannung mit 12V. Bei Wechselspannung ändert sich der Wert der Spannung (Amplitude) ständig, so dass zwischen dem negativen Maximum bis zum positiven Maximum zu jedem Zeitpunkt ein anderer Wert vorliegt. Bei Sinusförmigen Verlauf der Wechselspannung, wie in unserem Lichtnetz, steht aber fest, dass der Maximalwert der Amplitude um den Faktor Wurzel aus 2 (1,414213562 kurz 1,41) höher liegt als der Effektivwert.



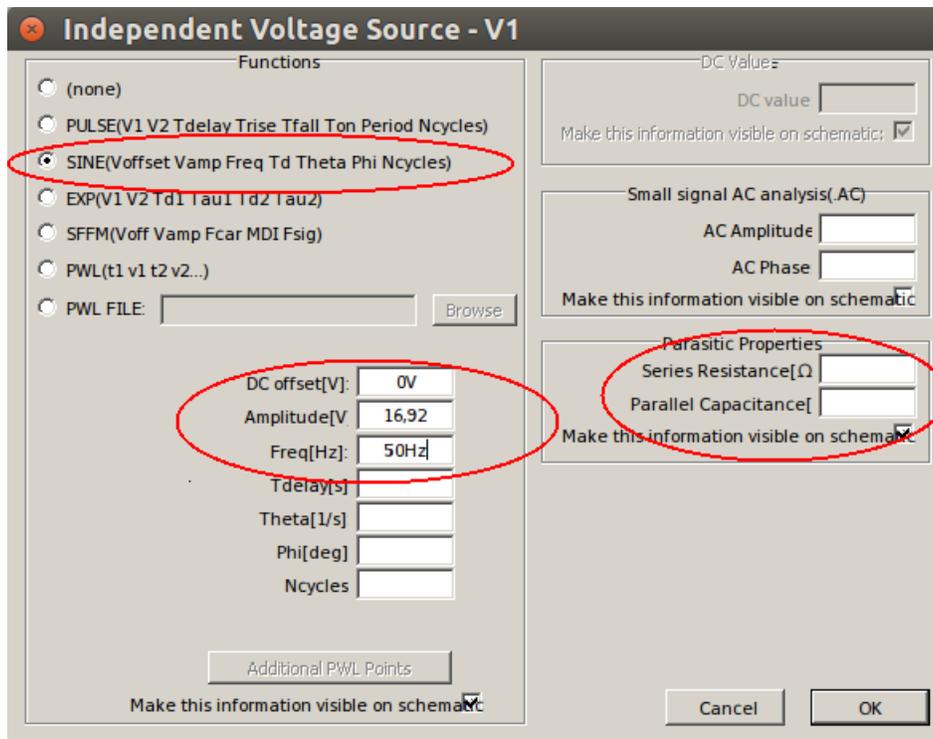
Das Bild zeigt den Verlauf von zwei Perioden einer Wechselspannung mit 50 Hertz, wie sie von einem 12V Transformator kommt. Wir sehen dass der Scheitelwert der Spannung bei $12V \cdot 1,41 = 16,92V$ liegt. Die zugrunde liegende Simulation ist im nächsten Bild zu sehen. Die Spannungsquelle V1 entspricht der Trafosekundärwicklung, R1 ist ein Lastwiderstand mit 10 Ohm. Es ist zu sehen, dass die Spannung als Scheitelwert (16,92V) für den Effektivwert 12V anzugeben ist.



Um zu den Einstellungen der Spannungsquelle V1 zu gelangen ist das V1-Symbol mit der rechten Maustaste anzuklicken. Darauf erscheint ein kleiner Dialog, welcher für Gleichspannungsquellen geeignet ist. Wir benötigen aber eine Wechselspannungsquelle und wählen Advanced.



Darauf erscheint der gezeigte Dialog zum detaillierten einstellen von Spannungsquellen. Wir wählen (links oben) einen sinusförmigen Verlauf. Für eine reine Wechselspannungsquelle, wie einen Transformator, wählen wir (links Mitte) DC offset (Gleichspannungsanteil) 0V, die Amplitude hat einen Scheitelwert von 16,92V für 12V effektiv, und die Frequenz sind die 50 Hertz aus dem Lichtnetz.

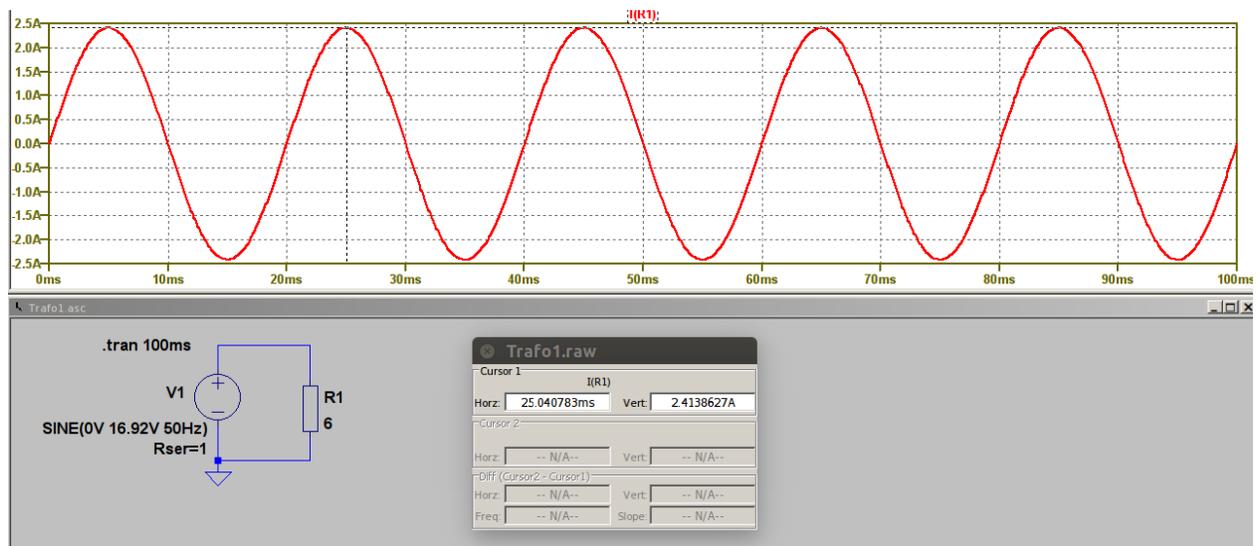


Ein interessanter Wert verbirgt sich hinter „Series Resistance“ (rechts Mitte). Es handelt sich dabei um den dynamischen Innenwiderstand des Transformators. Er ist verantwortlich für den Rückgang der Trafoausgangsspannung unter Last. In den meisten Fällen wird kein Datenblatt und keine Information zum Innenwiderstand des Trafo vorhanden sein. Das ist nicht weiter schlimm, denn nach ein wenig messen und rechnen ist er schnell bestimmt.

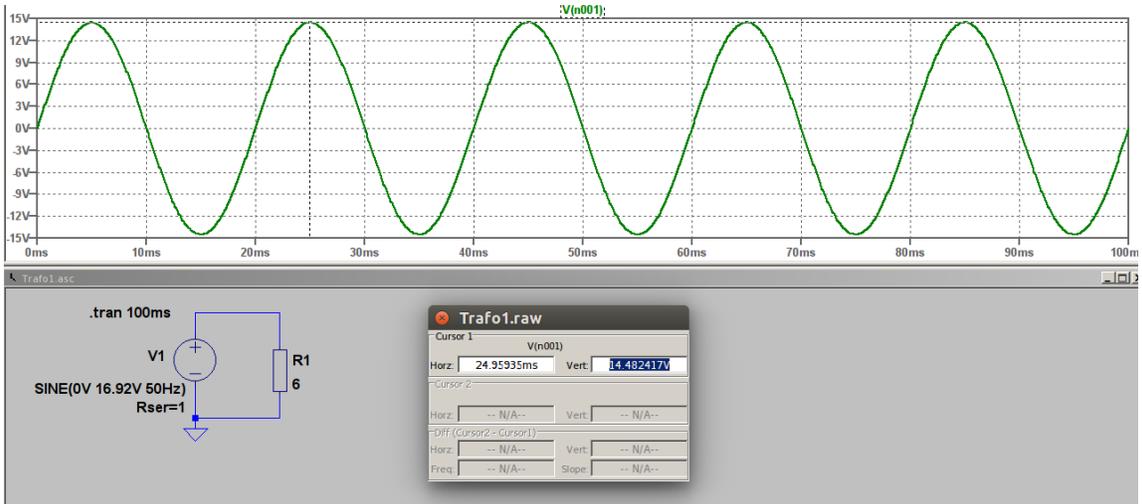
Ein normaler ohmscher Widerstand lässt sich nach dem ohmschen Gesetz zu Widerstand R ist Spannung U durch Strom I bestimmen. Der dynamische Widerstand lässt sich genau so einfach bestimmen, nur müssen jetzt dynamische Größen verwendet werden. Der Innenwiderstand des Trafo r_i ergibt sich aus der Spannungsänderung durch die Stromänderung ($r_i = \Delta U / \Delta I$). Die Änderung von Spannung und Strom lassen sich mit einem einfachen Multimeter messen. Dazu wird der Trafoausgang einmal mit einem kleinen und einmal mit einem großen Widerstand belastet und jeweils Spannung und Strom notiert.

Das lässt sich auch wunderbar mit der Schaltungssimulation nachvollziehen. Dazu geben wir unserer Wechselspannungsquelle einen Innenwiderstand von 1 Ohm und belasten den Ausgang einmal mit ca. 200mA und ein nächstes mal mit ca. 2000mA und werden aus den Ergebnissen den Widerstand r_i berechnen.

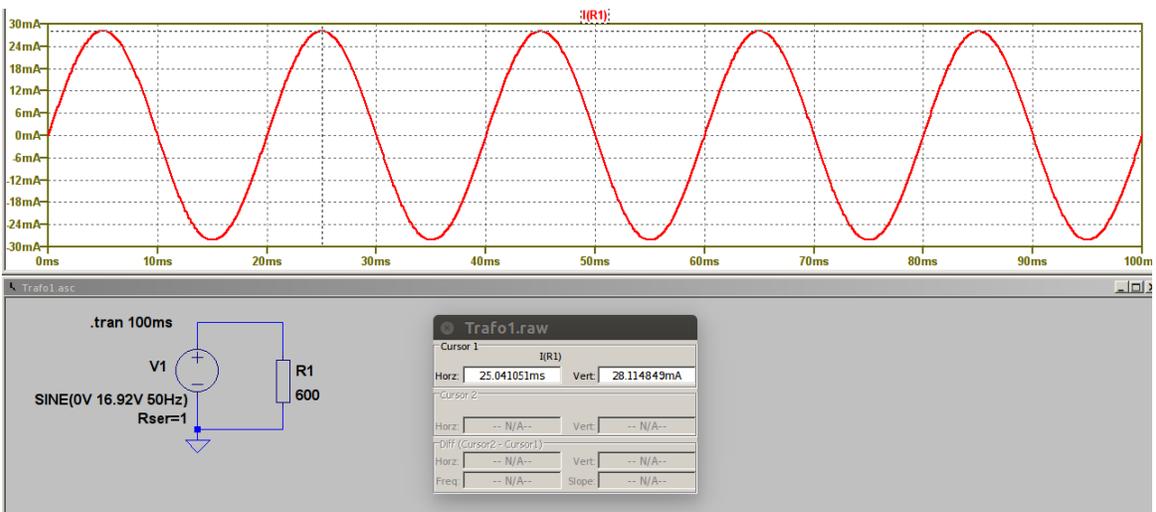
Um sich in LTSpice Werte bequem anzuzeigen kann man ein Fadenkreuz auf die interessierende Stelle einrichten und die Werte für Horizontal und Vertikal direkt als Zahl ablesen. Dazu die Maus im Diagrammfenster auf die Überschrift der interessierenden Kurve (hier $I(R1)$) setzen und die linke Maustaste drücken, danach das Fadenkreuz mit der Maus auf einen der Scheitelwerte ziehen. Dazu den Mauscursor in die Nähe des Fadenkreuzes bringen, bis am Kreuz eine Zahl erscheint, und mit gehaltener linker Maustaste das Fadenkreuz an die gewünschte Position ziehen. Es ist hier schlecht zu erkennen, dass das Fadenkreuz auf dem Scheitelwert der zweiten zweiten positiven Halbwelle steht. Im Anzeigefenster ist die Position unter „Horz“ mit 25,040783ms und die Stromamplitude (2,4138627A) rechts daneben zu finden.



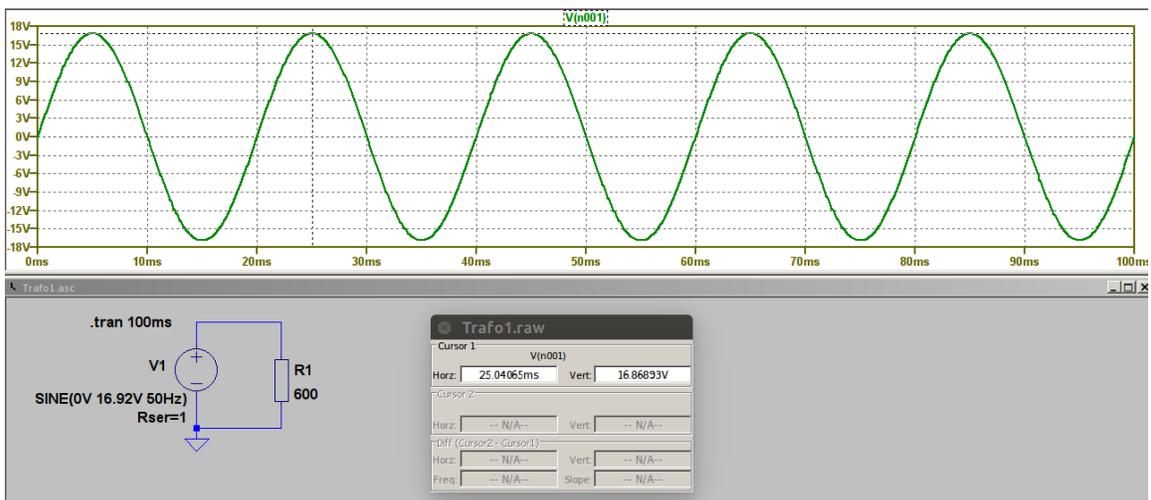
Der Lastwiderstand hat 6 Ohm, das entspricht bei effektiv 12V einen Strom von 2A. Der gemessene Strom ist mit 2,4138627A deutlich höher, da er nicht vom Effektiv- sondern vom Scheitelwert stammt. Ob nun der Effektiv- oder der Scheitelwert verwendet wird ist für das Ergebnis unerheblich, es muss nur für alle 4 Messungen die gleiche Basis verwendet werden. Der Scheitelwert ist aber einfacher zu abzulesen.



Die Trafospannung sinkt in diesem Lastfall auf 14,482417V zurück.



Mit einem Lastwiderstand von 600 Ohm, fließt ein Strom 28,114849mA und die Spannung (nächstes Bild) beträgt 16,86893V



Nun sind alle Werte beisammen und wir können den Innenwiderstand berechnen.

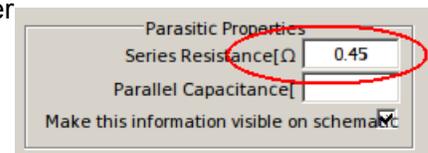
Strom: Bei 6 Ohm = 2,4138627A, bei 600 Ohm = 28,114849mA
Stromänderung: 2,4139092A – 0,028114849A = 2,385794351A

Spannung: Bei 6 Ohm = 14,482417V, bei 600 Ohm = 16,86893V
Spannungsänderung: 16,86893V – 14,482417V = 2,386513V

Widerstand ri: $R = U / I = 2,386513V / 2,385794351A = 1,00030122 \text{ Ohm}$

Wir finden unseren vorgegebenen Widerstand von 1 Ohm im Ergebnis wieder. Das gleiche funktioniert auch bei realen Transformatoren mit unbekanntem Daten, durch einfache Spannungs- und Strommessungen lässt sich der jeweilige Innenwiderstand berechnen. Die dabei verwendeten Widerstände für die Messung müssen der auftretenden Leistung gewachsen sein. $P = U \text{ mal } I$, bei 20V und 2A sind das 40W.

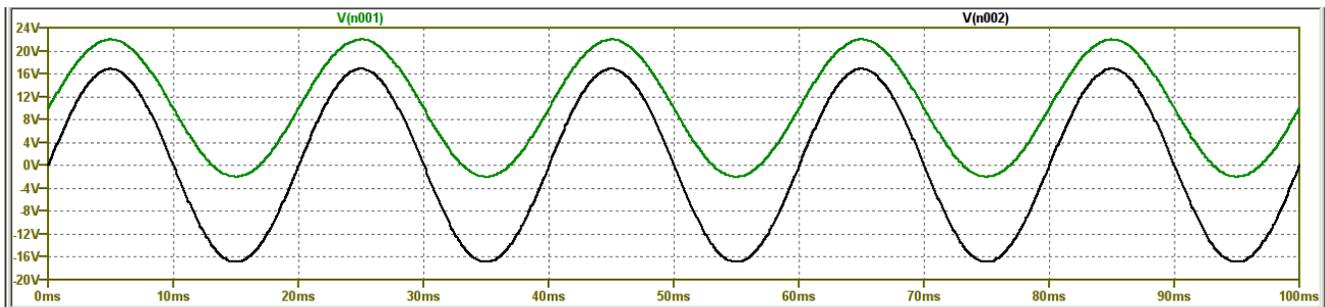
Mit Kenntnis des realen Wertes unseres verwendeten Trafos können wir nun ein realistischeres Modell für die Simulation verwenden, Im Feld „Series Resistance“ unserer Spannungsquelle tragen wir den ermittelten Wert ein, z.B: 0,45 Ohm..



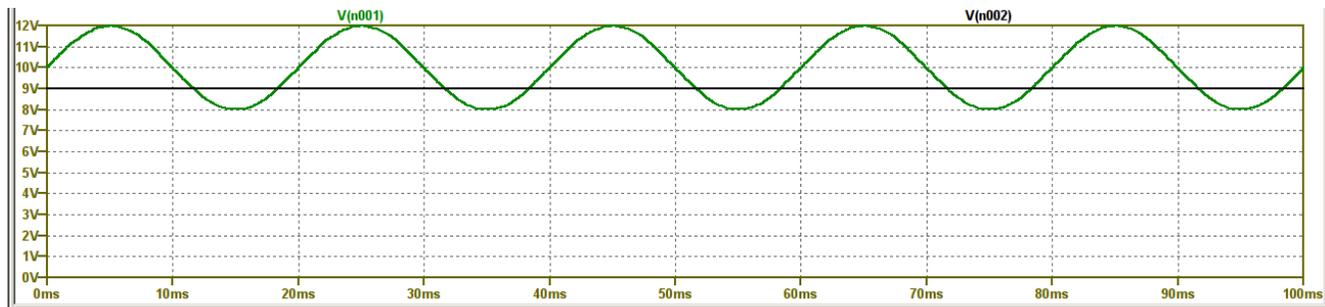
Bleibt noch die Strombelastbarkeit des Trafo zu bestimmen. Ein Trafo mit 20V / 1A hat eine Leistung von 20W effektiv. Wird nun ein Gleichrichter mit Glättungskondensator nachgeschaltet, steigt der Effektivwert der Spannung. Steigt die Spannung des Beispieltrafo um Faktor 1,2 auf 24V so sinkt der entnehmbare Strom um 1,2 auf 833,33mA, da durch Gleichrichtung mit Glättung zwar die Spannung, aber nicht die Leistung des Trafo erhöht wird. Diesen Umstand berücksichtigt das Simulationsprogramm nicht, wenn als Transformator nur eine Spannungsquelle verwendet ist. In realen Schaltungen muss deshalb der Trafo einen 1,2 bis 1,4 fach höheren Strom liefern können als am Ausgang des Netzteils benötigt wird.

2.2 Der Gleichrichter

Die Aufgabe des Gleichrichters ist es, die Wechselspannung vom Transformator in eine Gleichspannung zu formen. Was ist eigentlich eine Gleich- oder eine Wechselspannung? Eine Wechselspannung ist gekennzeichnet durch Nulldurchgänge, das heißt sie besitzt Anteile von positiver und negativer Spannung. Diese Anteile müssen nicht symmetrisch, wie im Lichtnetz, vorhanden sein.



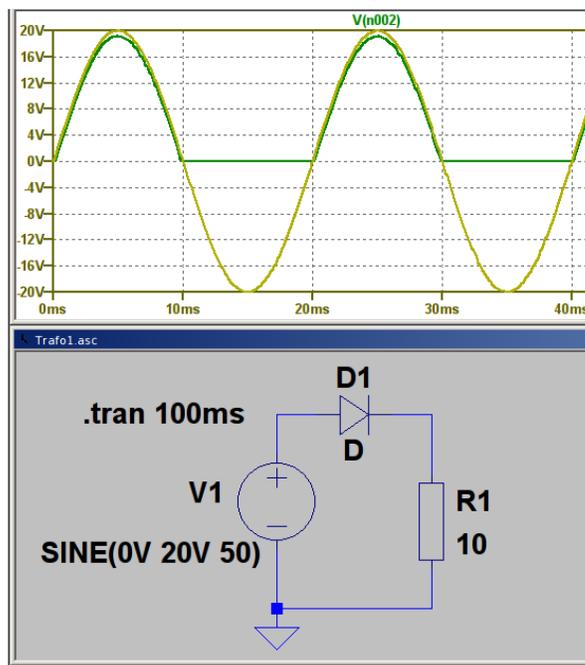
Beide Kurven im Bild zeigen eine Wechselspannung, denn beide Kurven haben Nulldurchgänge. Die Spannung geht durch den Nullpunkt und hat Anteile auf der gegenüberliegenden Seite. Die schwarze Kurve zeigt eine symmetrische Wechselspannung, die Anteile auf beiden Seiten des Nullpunktes sind gleich. Die grüne Kurve zeigt eine asymmetrische Wechselspannung, die positiv/negativ Anteile sind ungleich verteilt, aber die typischen Nulldurchgänge sind vorhanden.



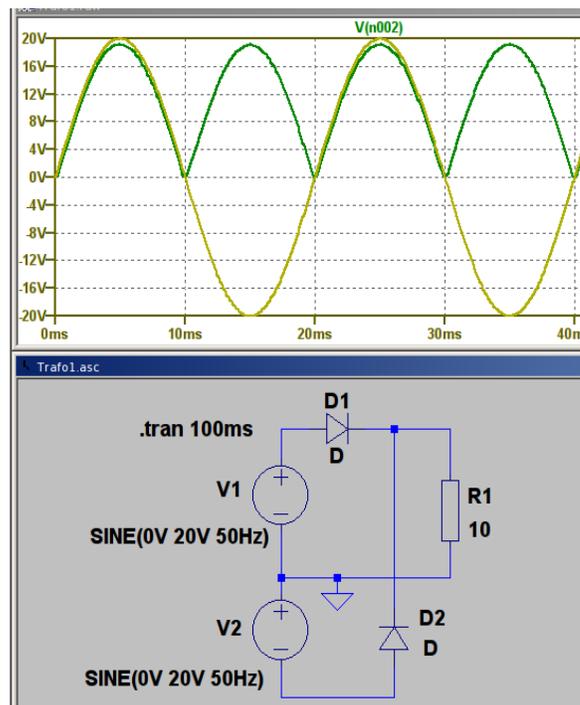
Hier sind zwei Gleichspannungen zu sehen. Die eine als Gerade mit einer Höhe von 9V, wie sie aus einer Batterie oder dem Ausgang eines Labornetzteils kommen könnte (schwarze Kurve). Die grüne Kurve als sogenannte pulsierende Gleichspannung, deren Wert sich ständig ändert, ähnlich wie sie aus der Eingangsstufe des Netzteils kommt. Sie ist so, als wenn einer glatten Gleichspannung von 10V Höhe eine Wechselspannung mit +2Volt überlagert ist. Bei Netzteilen nennt man diesen Wechselspannungsanteil Restwelligkeit (ripple).

Der einfachste Gleichrichter für Netzteile ist eine Diode, sie lässt Stromfluss nur in einer Richtung zu. Wir wollen die Wirkungsweise einer Diode mit der Simulation untersuchen. Dazu verwenden wir unsere Spannungsquelle, eine Diode und zum schließen des Stromkreises einen Widerstand. Die Diode D1 ist das allgemeine Diodenmodell der Simulation und sollte fürs erste genügen. Das Symbol ist ein Pfeil mit einem Strich an einer Seite (hier rechts). Die Seite mit dem Strich nennt sich Kathode (sie ist meist am Bauteil markiert), die andere Seite ist die Anode. Die Diode leitet nur dann, wenn die Anode positiver ist als die Kathode. Die Spannung an der Anode muss sogar um die Größe einer Materialkonstante höher sein als die Spannung an der Kathode. Dies ist im Bild zu erkennen, obwohl die Eingangsspannung 20V beträgt ist die Spannung an der Kathode nur ca. 19,3V hoch - es fehlen 0,7V - die sogenannte Flussspannung der Diode. Bei Silizium beträgt sie ca. 0,7V, bei Germanium ca. 0,3V und bei Schottkydioden ca. 0,3...0,5V. Auch Dioden haben einen Innenwiderstand an dem bei Stromfluss eine Spannung abfällt, welche sich zur Flussspannung addiert. Wer die Diode genauer untersucht findet keine gerade bei 0,7V, sondern eine mit erhöhtem Stromfluss zunehmende Spannung.

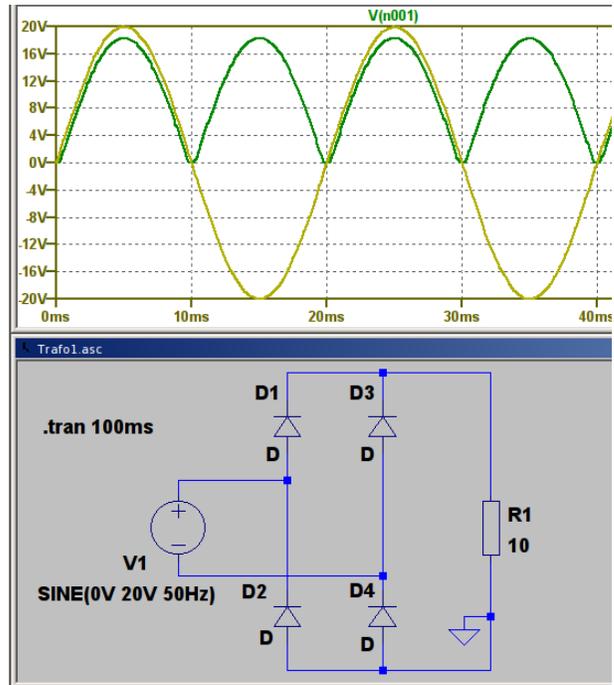
Für das Beispiel liefert die Spannungsquelle eine 50Hz Wechselspannung mit einer Spitzenamplitude von 20V. An der Kathode der Diode ist die Amplitude (Spannungshöhe) um die Flussspannung kleiner als die Eingangsspannung, die negative Halbwelle fehlt ganz. So wurde aus der Wechselspannung vom Trafo (gelbe Kurve) eine „pulsierende“ Gleichspannung (grüne Kurve (Vn002)). Die Frequenz dieser Pulse ist 50 Hz (20ms). Diese Art Gleichrichter nennt man „Einweggleichrichter“, er findet hauptsächlich in Schaltnetzteilen Verwendung. In Labornetzgeräten will man beide Halbwellen der Eingangsspannung nutzen.



Das führt uns direkt zur nächsten Gleichrichterschaltung, dem Zweiweggleichrichter. Er setzt zwei Ausgangswicklungen am Trafo voraus und benötigt zwei Dioden. Jetzt sind in der Ausgangsspannung beide Halbwellen vorhanden. Die Eine kommt aus der Wicklung V1 über Diode D1, die Andere aus V2 über D2. Die negativen Halbwellen erscheinen in der Ausgangsspannung nach oben geklappt. Hier wird der Trafo gleichmäßig in beiden Richtungen magnetisiert. Jede der Dioden und Trafowicklungen wird nur während jeder zweiten Halbwelle von Strom durchflossen, während jeder zweitem Halbwelle sind sie stromlos. Der sogenannte „Zweiweggleichrichter“ geht deshalb etwas schonender mit dem Trafo und den Dioden um, als die anderen Schaltungsvarianten.

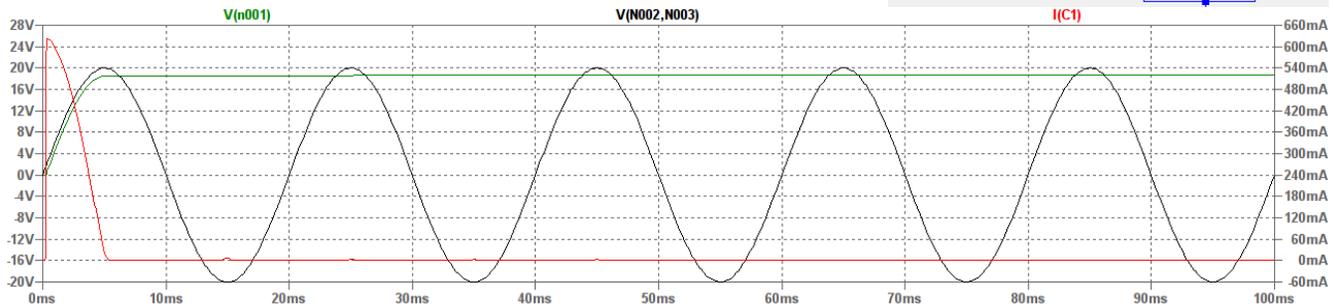
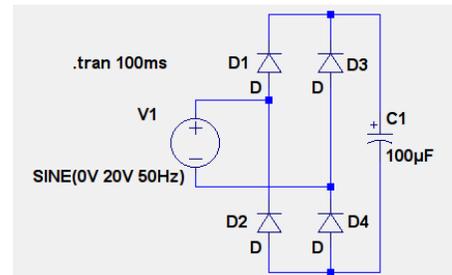


Als dritte Variante gibt es den „Brückengleichrichter“, er kommt mit einer einfachen Trafowicklung zurecht, braucht aber vier Dioden. Während einer Halbwelle fließt der Strom über D1 von oben durch R1 und über D4 zum Trafo zurück. In der anderen Halbwelle fließt der Strom über D3 von oben durch R1 und über D2 zum Trafo zurück. In beiden Halbwellen fließt der Strom in gleicher Richtung durch den Lastwiderstand R1. Der Vorteil dieser Brücken- oder auch Graetzschaltung genannten Variante ist dass sie an einer einfachen Trafowicklung betrieben werden kann. Nachteilig wirkt sich aus, dass im Strompfad jeder Halbwelle zwei Dioden in Serie liegen. Dadurch ist die Ausgangsspannung um zwei Flussspannungen plus der Spannungsabfälle an den Innenwiderständen der Dioden kleiner als die Eingangsspannung vom Trafo. Die durch diese Spannung und den zugehörigen Strom entstehende Leistung wird in den Dioden in Wärme umgesetzt.



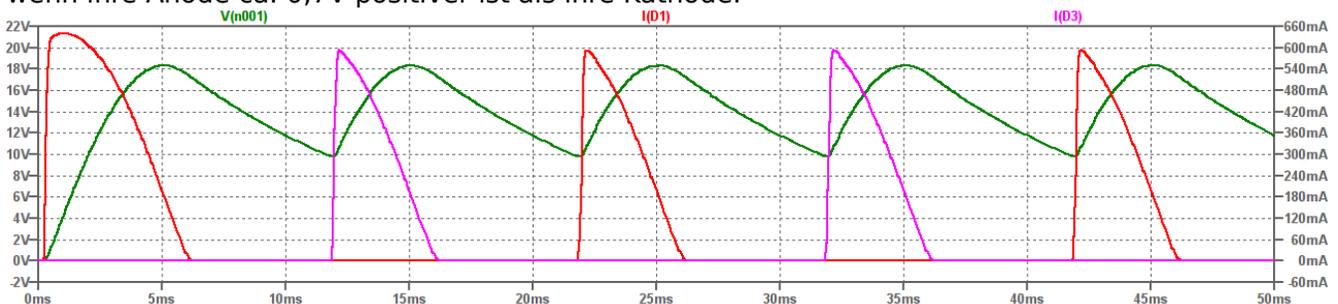
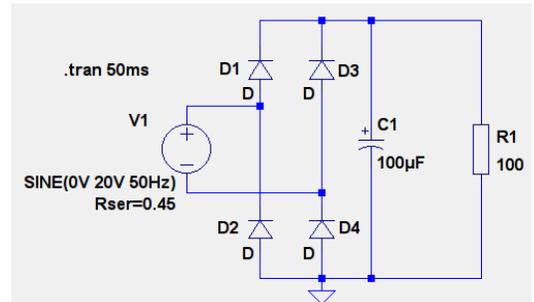
2.3 Der Glättungskondensator

Die Aufgabe des Glättungskondensators ist, aus der bis zu Null pulsierenden Spannung vom Gleichrichter eine weniger pulsierende Gleichspannung zu machen. Dazu wird der Kondensator während der Strompulse durch die Dioden aufgeladen und gibt die gespeicherte Energie, während die Dioden sperren, an den Verbraucher ab. Ohne Verbraucher lädt sich der Kondensator bis zum Scheitelwert (minus der Diodenflussspannungen) auf.



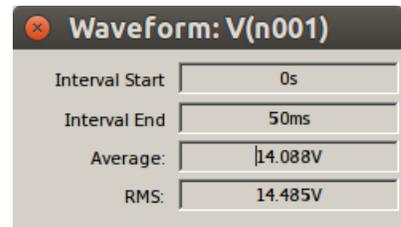
Im Diagramm sind die Verhältnisse beim einschalten dargestellt. Im ersten Moment ist der Kondensator leer und wird mit der steigenden Spannung geladen. Die rote Kurve ($I(C1)$) zeigt, dass zunächst ein hoher Strom (hier ca. 620mA) Strom fließt, welcher mit zunehmender Ladung des Kondensators rasch sinkt. Ist der Kondensator geladen fließt nur noch ein kleiner Strom zur Ladungserhaltung. Wenn die Spannung (grüne Kurve $V(n001)$) ihren Maximalwert erreicht hat fließt kein Strom mehr. Die maximale Ausgangsspannung ist hier um zwei Diodenflussspannungen kleiner als der Scheitelwert der Eingangsspannung (schwarze Kurve). Bei 20V Scheitelwert beträgt die Spannung am Kondensator ca. 18,6V, die Ausgangsspannung ist eine nichtpulsierende Gleichspannung.

Nun soll das Netzteil aber keinen Selbstzweck erfüllen, sondern einen Verbraucher mit elektrischer Energie versorgen, wodurch sich die Verhältnisse ändern. Um dies näher zu untersuchen schließen wir an unsere Schaltung einen Verbraucher in Form eines 100Ohm Lastwiderstandes. Nun ist die Ausgangsspannung wieder eine stark pulsierende (grüne Kurve). Ihre Amplitude schwankt zwischen ca. 10V und 18V. Aber am auffälligsten ist der ungleichmäßige Stromfluss durch die Dioden (rote/pink Kurven). Dies kommt daher, dass die Dioden nur leiten, wenn ihre Anode ca. 0,7V positiver ist als ihre Kathode.



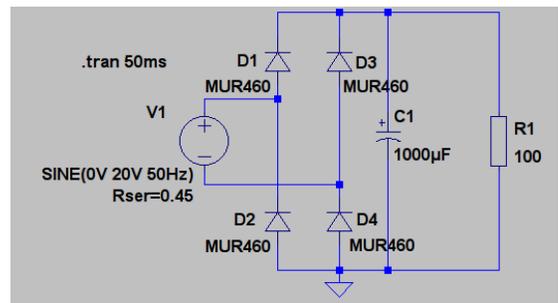
Da die Kathode aber am Kondensator liegt, wird die Diode erst leitend wenn die Eingangsspannung um die Flussspannung höher als die Kondensatorspannung ist. Die Dioden sperren wieder, sobald die Eingangsspannung unter Kondensatorspannung plus Flussspannung sinkt. Die effektive

Ausgangsspannung liegt bei 14,85V. Dies kann in LTSpice angezeigt werden durch Mauscursor im Diagrammfenster auf den Titel der interessierenden Kurve setzen und die linke Maustaste drücken. Es erscheint das abgebildete Fenster und unter „RMS“ der Effektivwert. Mit dem ermittelten Wert von 14,485V und einem Lastwiderstand von 100 Ohm können wir den effektiven Strom ermitteln $14,485V$ durch 100 Ohm ist $144,85mA$. Man kann sich den Effektivstrom auch direkt anzeigen lassen, wenn man den Strom durch den Lastwiderstand im Diagramm anzeigt und dann das kleine Fenster dafür benutzt.

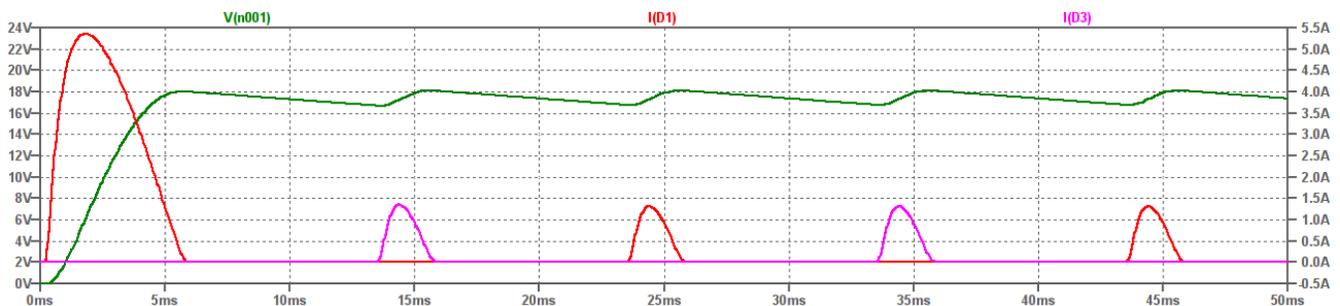


Wie im Diagramm ersichtlich, fließt durch die Dioden nicht dieser Effektivstrom, sondern ein stark Pulsender da die Dioden nicht während der ganzen Periode leitend sind. In unserem Beispiel tritt ein Pulsstrom bis zu 600mA auf. Diesem Pulsstrom müssen die Dioden gewachsen sein und nicht dem Effektivstrom der Last.

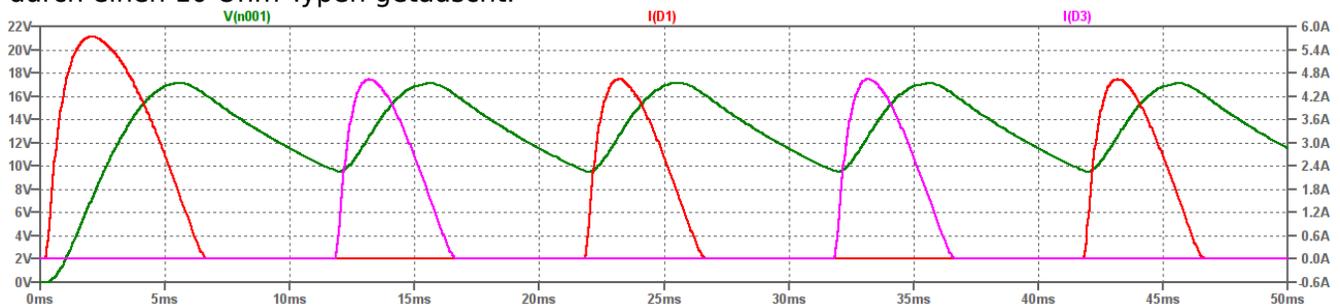
Nun ist unsere Ausgangsspannung noch stark pulsierend, dem können wir durch einen Kondensator größerer Kapazität begegnen. Wir ersetzen die $100\mu F$ durch $1000\mu F$ und sehen was passiert! Ich musste die allgemeinen Dioden durch reale Modelle ersetzen, da die Simulation sonst zu lange dauert. Ich habe mich für die 4A Diode MURS460 entschieden.



Im ersten Moment nach dem Einschalten ist der Kondensator noch leer und stellt für Trafo und Gleichrichter praktisch einen Kurzschluss dar. Durch die ersten Perioden (hier die Erste) muss er erst einmal geladen werden, dabei fließt ein hoher Strom. In unserem Beispiel ca. 5,4A. Danach muss nur noch die in den Verbraucher geflossene Energie nachgeladen werden, was in unserem Beispiel mit Strompulsen von ca. 1,3A geschieht. Der Effektivwert der Ausgangsspannung ist auf $16,923V$ gestiegen, wodurch der effektive Ausgangsstrom $169,23mA$ beträgt.

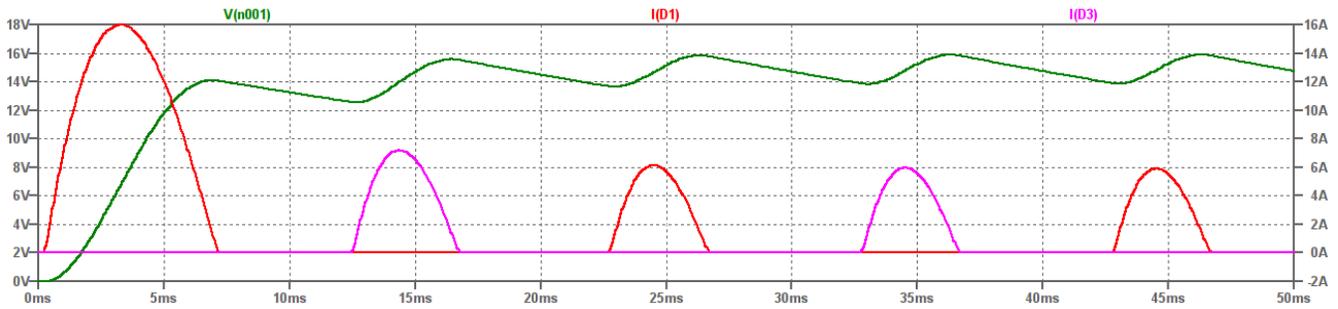


Jetzt wollen wir die Schaltung mit etwas mehr Strom belasten, dazu wird der 100 Ohm Widerstand durch einen 10 Ohm Typen getauscht.



Die Restwelligkeit hat wieder stark zugenommen und die Stromimpulse betragen nun bis ca. 4,7A. Der Effektivwert der Ausgangsspannung ist auf $13,545V$ gefallen, wodurch der Effektive Ausgangsstrom jetzt $1,3545A$ beträgt. Die Ausgangsspannung pendelt zwischen ca. 9,5V und 17V.

Die Restwelligkeit können wir durch eine größere Kapazität des Glättungskondensators verkleinern, wodurch auch der Effektivwert der Ausgangsspannung steigt.



Der Glättungskondensator hat jetzt einen Wert von 4700µF. Dadurch steigt der Effektivwert der Ausgangsspannung auf ca. 15V. Die Spannung pendelt zwischen ca. 14V und 16V, womit die Restwelligkeit 2V beträgt. Bei 15V Ausgangsspannung und einem Lastwiderstand von 10 Ohm fließt nun ein eff. Ausgangsstrom von 1,5 A. Die Stromimpulse erreichen im Betrieb 6A und beim einschalten 16A. Im Beispiel reicht die erste Halbwelle nicht den Kondensator zu laden, so dass auch in der zweiten Halbwelle ein höherer Strom fließt.

Die Problematik ist das Zusammenwirken der beteiligten Bauteile Trafo, Gleichrichter und Kondensator. Je größer der Kondensator umso größer der Effektivwert und kleiner die Restwelligkeit, aber umso größer die Stromimpulse. Hohe Stromimpulse stellen für die beteiligten Bauteile einen Stress dar, der ihre Betriebsdauer verkürzen kann. Die Dimensionierung des Glättungskondensators wird also immer ein Kompromiss zwischen Restwelligkeit, effektiver Ausgangsspannung und Höhe der Stromimpulse sein. Bei der Wahl des Gleichrichters (oder Dioden) ist darauf zu achten dass sie der Impulsbelastung gewachsen sind. Eine gängige Bezeichnung für Gleichrichter ist B XX C YY, das B steht für Brückengleichrichter, das XX ist die Spannungsfestigkeit in Volt, das C steht für kapazitiv belastbar (Das meint die hohen Stromimpulse) und yy ist der Effektivstrom in mA. Ein Bauteil mit der Bezeichnung B40C2000 ist ein Brückengleichrichter für 40V und 2A der mit den hohen Stromimpulsen durch einen Glättungskondensator zurecht kommt. Werden einzelne Dioden im Gleichrichter verwendet ist darauf zu achten, dass sie die Impulsbelastung aushalten.

Unsere Beispielschaltung wäre bereits eine solide Basis für ein kleines Netzgerät. Da man mit bis zu 10% Unter- Überspannung im Lichtnetz rechnen muss wäre die maximale glatte Ausgangsspannung die Untergrenze der Welligkeit mit 14V minus 10% (1,4V) ist 12,6V (Konservativ 12V). Damit ist also ein Netzgerät 0V bis 12V und 0A bis 1,5A machbar.

Die Spannungsfestigkeit des Glättungskondensators muss mindestens der Leerlaufspitzen- spannung des Transformators plus 10% für Überspannung im Lichtnetz betragen.

Beispiel Trafo 20Veff:

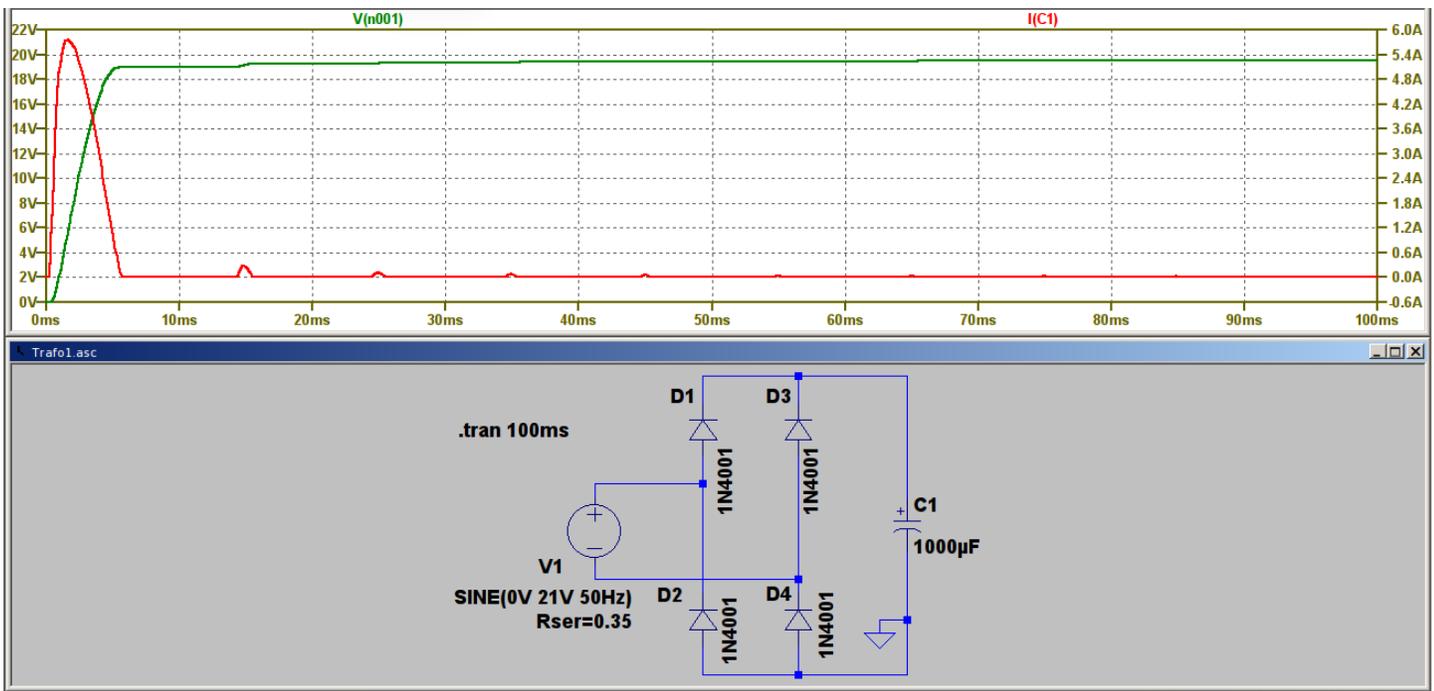
$$\begin{aligned} \text{Mindestspannungsfestigkeit} &= U_{\text{eff}} \times 1,41 + 10\% \\ &= 20\text{V} \times 1,41 = 28,2\text{V} + 2,82\text{V} (10\%) = 31,02\text{V} (35\text{V}) \end{aligned}$$

Doch nun genug der trockenen Theorie, wer sie ausführlicher und präziser haben möchte wird schnell im Internet fündig.

3 Eingangsstufen

3.1 Einfache Eingangsstufe

Im einfachsten Fall besteht die Eingangsstufe aus dem Trafo, dem Gleichrichter und dem Glättungskondensator. Als Trafo verwende ich einen 10VA (10W) Typ mit 15V Spannung, damit ist seine Strombelastbarkeit 667mA und der entnehmbare Strom 500mA. Sein Innenwiderstand ist auf 0,35 Ohm geschätzt. Die Eingangsstufe soll für ein Netzteil 0-16V bis 500mA genügen. Als Gleichrichter dienen vier Einzeldioden vom Typ 1N4001 mit einer Strombelastbarkeit von je 1A. Der 1000µF Glättungskondensator ist zunächst leer (0V) und stellt einen Kurzschluss dar, der Kurzschlussstrom wird nur durch die Innenwiderstände der Bauteile und Leitungen begrenzt.

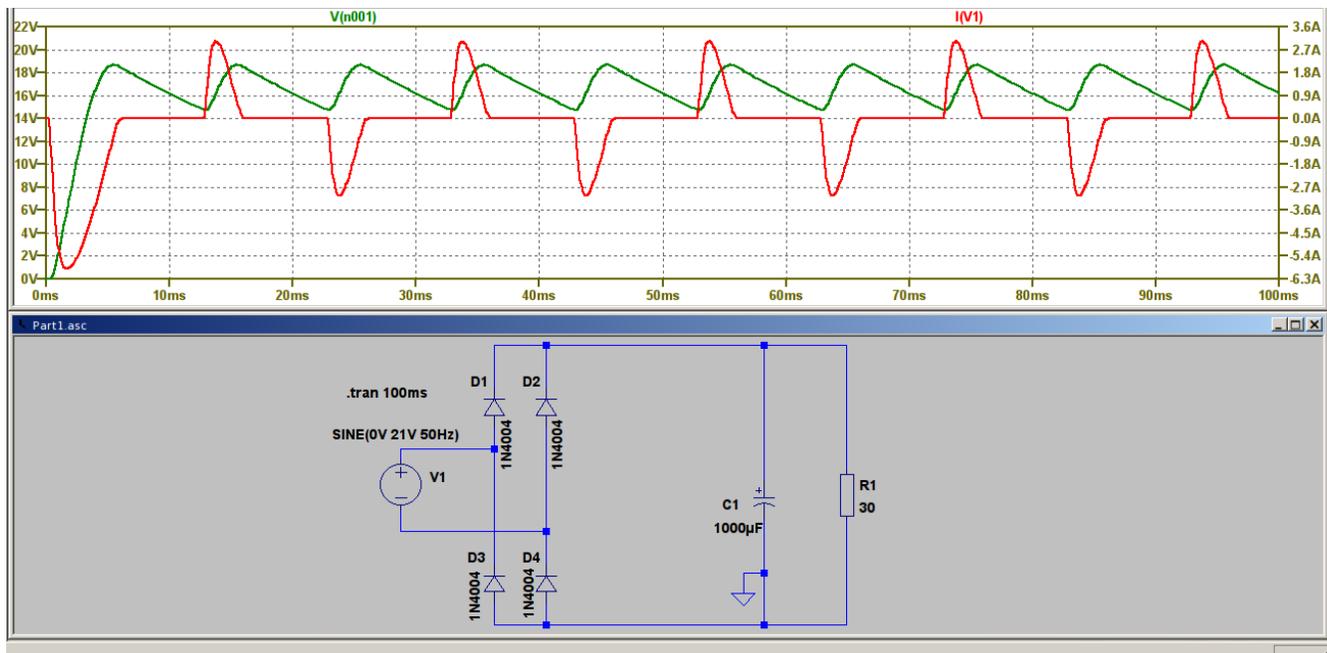


Nach dem einschalten fließt in der ersten Halbwelle ein hoher Strom (hier ca. 5,7A), um den Kondensator zu laden. Es folgt ein Blick ins Datenblatt der Dioden, ob diese dem Stromimpuls gewachsen sind. Hier finden wir einen Dauerstrom von 1A und einen Impulsstrom von 30A für eine Halbwelle eines 60Hz Stromes, das sollte für 5,7A bei 50Hz genügen.

MAXIMUM RATINGS

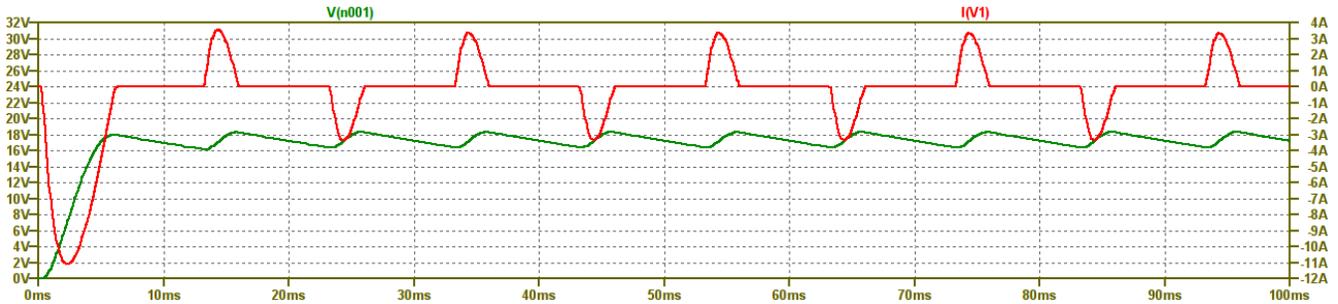
Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_O	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	- 65 to +175							$^\circ\text{C}$

Doch wie sieht es belastet mit den gewünschten 500mA aus? Der erste Stromimpuls erreicht eine Stärke von ca.5,8A, was die Dioden verkraften. Die folgenden Strompulse haben ein Stärke von ca. 3A was auch kein Problem für die Dioden darstellt.



Mehr Sorgen bereitet da die Restwelligkeit mit beinahe 4V, hier ist die maximale Spannungshöhe für glatte Gleichspannung bei knapp über 14V. Um die Restwelligkeit zu verkleinern muss der Kondensator mehr Kapazität aufweisen, was aber die Höhe der Stromimpulse vergrößert.

Baumappte



Mit einem Kondensator C1 von 2200µF sinkt die Welligkeit auf ca. 2V. Der erste Stromimpuls erreicht eine Höhe von 11A, die Folgenden von ca. 3,2A. Auch das überlastet die Dioden noch nicht. Nun kann die folgende Regelelektronik, an ihrem Ausgang, eine glatte Gleichspannung bis zu einer Höhe von ca. 16V bei 500mA zur Verfügung stellen. Nun könnte man durch ein weiteres Erhöhen der Kondensatorkapazität die Restwelligkeit immer kleiner bekommen, dabei steigt aber auch die Höhe der Stromimpulse bis zu einem Punkt, wo es für die beteiligten Bauteile zu viel wird. Je höher die Strompulse, desto größer der Stress für die Bauteile.

Die Spannungsfestigkeit des Glättungskondensator ist $U_{eff} \times 1,41 + 10\% = 15V \times 1,41 = 21,15V + 2,115V = 23,265V$ (25V).

3.2 Einfache Eingangsstufe mit Impulsstrombegrenzung

Es gibt Möglichkeiten den hohen Einschaltimpuls des Eingangsstromes zu verhindern. Eine davon wäre den Kondensator über einen Widerstand etwas aufzuladen und diesen Widerstand zeitverzögert durch ein Relais zu überbrücken. Dagegen spricht dass ich Relais nicht sonderlich schätze, weil sie rel. laut, langsam sind und einem mechanischen Verschleiß unterliegen. Aber was spricht dagegen das Relais durch einen Transistor zu ersetzen? Für diese Aufgabe habe ich den P-Mosfet Transistor SUD10P06 ausgesucht, einfach weil ich davon noch viele herumliegen habe. Seine Beschreibung lautet P-Channel 60-V (D-S), 175°C MOSFET, da es in einem Netzteil auch mal wärmer sein kann wähle ich 100°C und kann eine Dauerstrombelastbarkeit (ID) von 7A ablesen. Die Impulsbelastbarkeit ist bis 20A (IDM), das sollte für unsere kleine Eingangsstufe genügen.

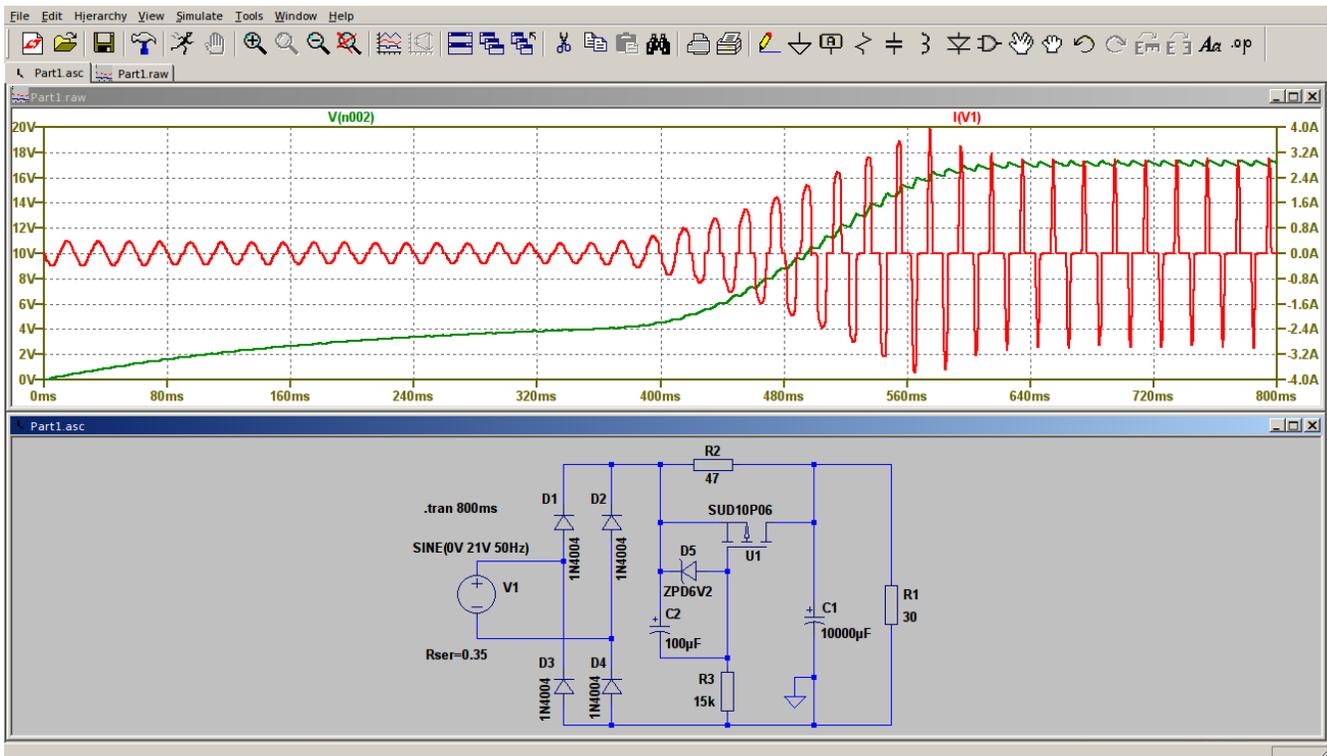
Auszug aus dem Datenblatt des P-Kanal Mosfet SUD10P06

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _C = 25°C UNLESS OTHERWISE NOTED)				
Parameter		Symbol	Limit	Unit
Gate-Source Voltage		V _{GS}	±20	V
Continuous Drain Current (T _J = 150°C)	T _C = 25°C	I _D	-10	A
	T _C = 100°C		-7	
Pulsed Drain Current		I _{DM}	-20	
Continuous Source Current (Diode Conduction)		I _S	-10	
Avalanche Current		I _{AR}	-10	
Repetitive Avalanche Energy (Duty Cycle ≤ 1%)	L = 0.1 mH	E _{AR}	5	mJ
Maximum Power Dissipation	T _C = 25°C	P _D	37	W
	T _A = 25°C		2 ^a	
Operating Junction and Storage Temperature Range		T _J , T _{stg}	-55 to 175	°C

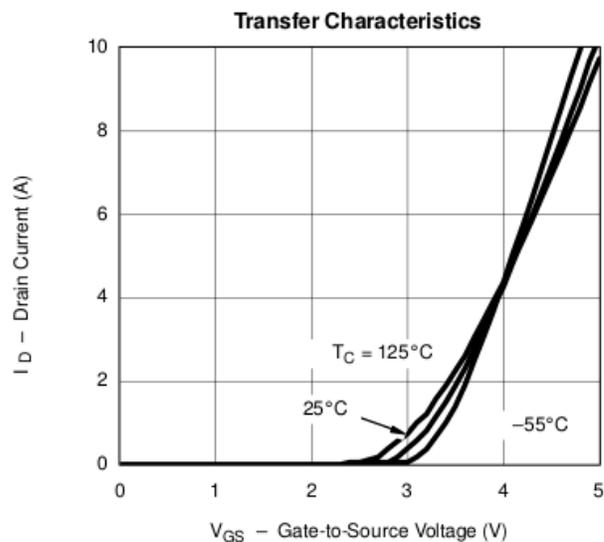
Problematischer ist die Gate-Sourcespannung (VGS) mit +20V. Bei einem Netzteil für 15V Trafo ist die Leerlaufspannung (15V x 1,41 = 21,15V - 2 Diodenspannungen 1,4V = 19,75V) Dazu können

bis zu 10% Schwankung der Netzspannung kommen, das sind nochmal ca. +2V ergibt nach oben bis 21,75V. Das übersteigt den Grenzwert (20V) für diesen Transistor, deshalb muss das Gate gegen zu hohe Spannung geschützt sein.

Im folgenden Bild ist die Schaltung, welche den hohen Einschaltstrom verhindert. Hier liegen der Widerstand R2 und der MOSFET parallel zwischen dem Gleichrichter und dem Elko (Elektrolytkondensator). Im Einschaltmoment ist der Kondensator C2 noch leer (0V), damit der MOSFET ohne Steuerspannung und somit gesperrt. Der Ausgangselko C1 wird nur über den Widerstand R2 strombegrenzt ($I = U / R$) vorgeladen. Im Diagramm ist dies bis ca. 400ms zu erkennen. Danach hat sich C2 soweit aufgeladen dass die Spannung für einen Stromfluss durch den MOSFET reicht und dieser nun leitend wird und den Strom übernimmt.



Mit zunehmender Ladung an C2, welche eine steigende Steuerspannung für den MOSFET U1 darstellt, übernimmt U1 den Ladestrom für C1. Da C1 nun bereits vorgeladen ist und keinen Kurzschluss mehr darstellt treten die hohen Stromimpulse nicht mehr auf. Die Zenerdiode D5 begrenzt die Gatespannung auf 6,2V um den MOSFET zu schützen ($V_{GSmax} \pm 20V$). Mit dieser Z-Diode ist es auch möglich einen ersten Kurzschlußschutz einzubauen. Wie die Übertragungskennlinie des SUD10P06 im Bild rechts zeigt, ist der Strom durch den FET von der Gate-Sourcespannung abhängig. Bei einer VGS von 4V ist ein max. Strom von ca. 4,5A möglich. Mit einer Z-Diode von 3,9V ist damit der Strom durch Trafo und Gleichrichter, im Fall eines Kurzschlusses, auf ca. 3,8A begrenzt. Dies ist noch keine Lebensversicherung für unsere Dioden, da diese nur 1A Dauerstrom

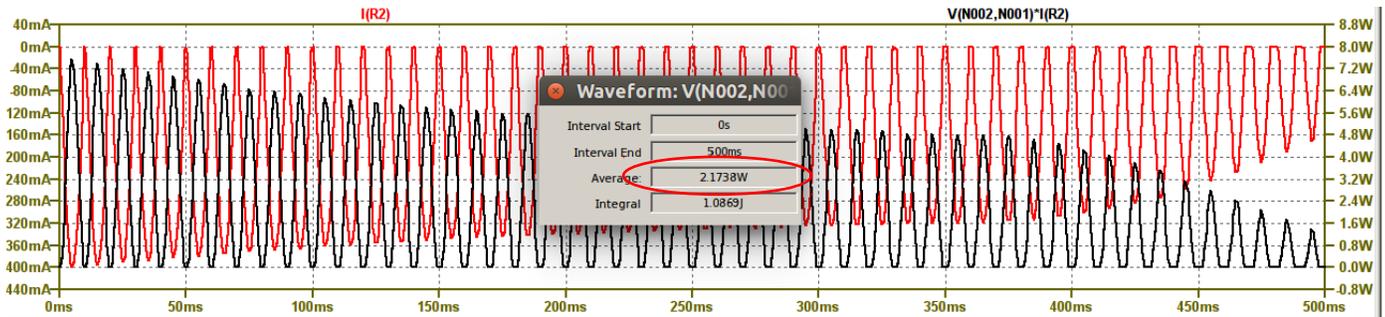


Baumappte

vertragen, aber bei einem zeitlich begrenzten Kurzschluss durchaus wirksam. Am Rande bemerkt, liegt dieser Punkt auch noch im temperaturstabilen Bereich des Transistors, wo alle Temperaturkennlinien durch den gleichen Punkt laufen.

Nun ist es möglich mit einem Kondensator höherer Kapazität, im Beispiel 10000 μ F, die Restwelligkeit weiter zu verringern

Bleibt noch zu klären welche Leistung der Widerstand R2 aufweisen muss, um nicht beim ersten Einschalten zu verbrennen. Dazu könnte man die entstehende Leistung berechnen, oder einfacher durch LTSpice berechnen lassen. Dazu den Mauscursor, bei gedrückten Strg + Alt Tasten auf den Widerstand bewegen, bis er zum Thermometer wird, und die linke Maustaste drücken. Damit wird eine neue Kurve für die Leistung im dargestellten Zeitraum gezeichnet. Die Überschrift, hier V(N002,N001)*I(R2), bei gedrückter Strg-Taste links angeklickt zeigt ein Fenster, in welchem die Leistung abzulesen ist. Im Beispiel sind es 2,1738W. Diese Leistung tritt aber nur für die ersten 500ms auf, danach fließt der Strom durch den MOSFET, weshalb an dieser Stelle ein 0,5W Widerstand als geeignet erscheint.

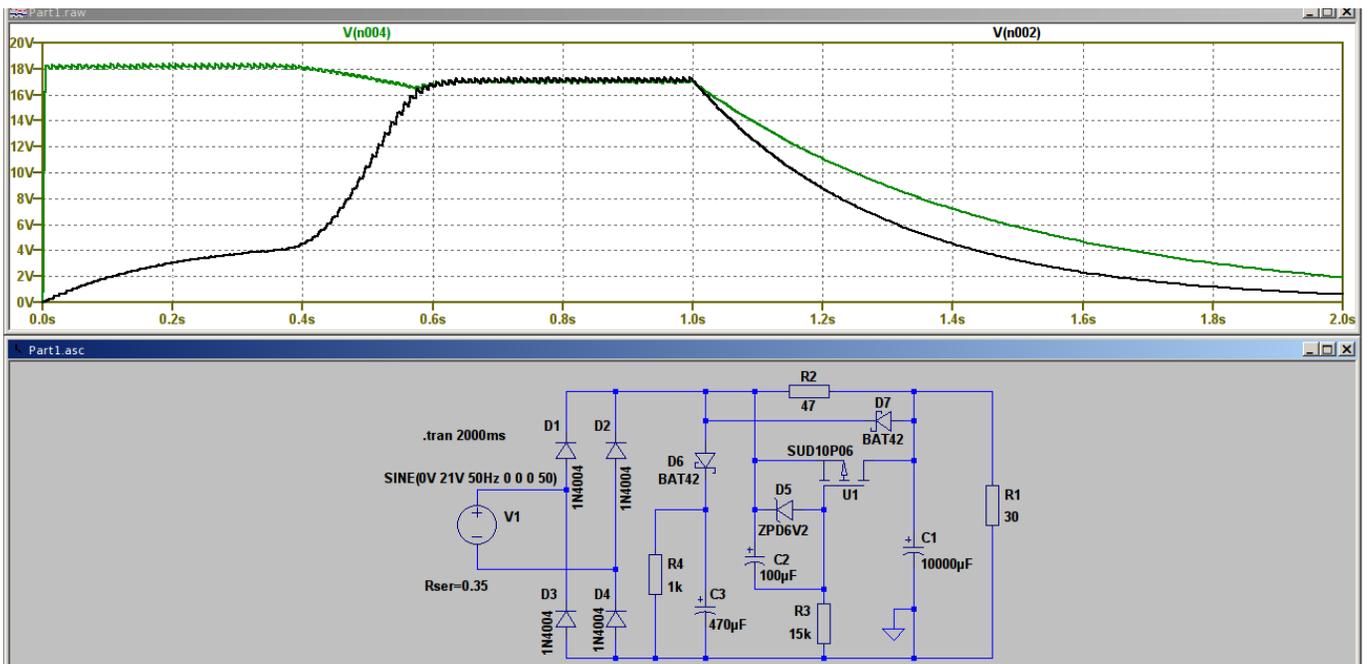


Auf die gleiche Weise lässt sich auch der Leistungsbedarf der anderen Bauteile bestimmen. In meiner Version von LTSpice XVII vom 2. Oktober 2017 scheint noch ein Fehler zu sein. So ist es besser die Leistungskurve nicht alleine im Diagrammfenster zu haben, sondern immer zusammen mit irgend einer anderen Kurve. Anstatt der im Handbuch beschriebenen Alt-Taste alleine muss ich sie zusammen mit der Strg-Taste drücken um die Funktion zu erhalten.

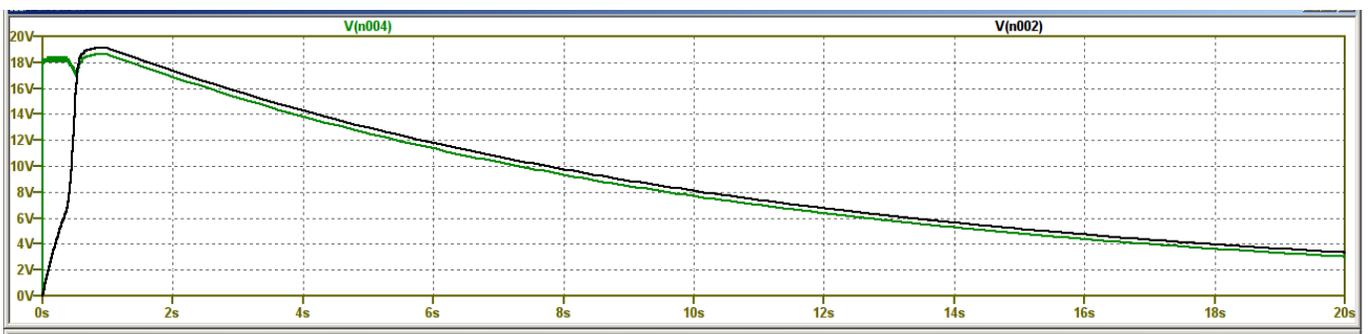
3.2.1 Entkoppelte Versorgung für Regelelektronik

Eine nützliche Ergänzung ist es, die Versorgung der Steuerelektronik vom Laststrom zu entkoppeln. So kann die Steuerelektronik sofort arbeiten und die Lastspannung kontrolliert ansteigen und beim Abschalten abfallen lassen. Dazu sind die Bauteile C3, D6 und D7 gedacht. Der Widerstand R4 dient lediglich den Verbrauch der Steuerelektronik zu simulieren. Über die Diode D6 wird der Kondensator C3 direkt vom Gleichrichter aufgeladen, also noch vor der Begrenzung des Laststromes. Damit lädt er sich innerhalb der ersten Halbwelle auf und die Steuerspannung steht sofort zur Verfügung. Der Wert des Kondensators ist nicht zu hoch gewählt, um nicht an dieser Stelle einen neuen hohen Einschaltpeak zu erzeugen. Nun kann die Lastspannung unter Kontrolle der Regelelektronik hochlaufen. Die Diode D7 wird eigentlich nicht gebraucht, diese Aufgabe kann auch die rückwärts gerichtete Schutzdiode im MOSFET übernehmen, aber da die Steuerspannung möglichst hoch sein muss sind hier Schottkydioden besser geeignet. In der Simulation ergeben, während der Ausschaltphase, die Flussspannungen beider in Reihe geschalteter Dioden nur 0,3V Spannungsverlust. Im Diagramm sind drei Arbeitsphasen zu erkennen. Die Einschaltphase 0 bis 600ms, die Betriebsphase 600ms bis 1 s und die Ausschaltphase 1 s bis 2 s. In der Einschaltphase ist die Steuerspannung bereits während der ersten Halbwelle in voller Höhe vorhanden, die Lastspannung folgt verzögert. In der Betriebsphase sind Steuer- und Lastspannung in voller Höhe vorhanden. Die Ausschaltphase ist Lastabhängig, mit Last kann es sein dass der Ausgangselko vor

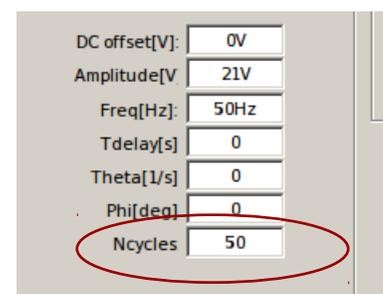
dem Elko der Steuerspannung entladen ist, wodurch die Lastspannung vor der Steuerspannung kontrolliert zurückgeht. Ohne Last kann der große Ausgangselko die Ausgangsspannung noch eine ganze Zeit aufrecht erhalten, inzwischen kann sich der Elko der Steuerspannung entladen und damit die Kontrolle durch die Steuerelektronik wegfallen. Um dies zu verhindern wurde die Diode D7 eingefügt, sie versorgt die Elektronik weiter aus dem Ausgangselko. Bis zu welcher Spannung diese Kontrolle möglich ist hängt von der Elektronik ab und ist bei der Entwicklung dieser zu berücksichtigen.



Im folgenden Bild sind die gleichen Verhältnisse ohne Lastwiderstand abgebildet. Nun folgt die Steuerspannung der Ausgangsspannung um 0,3V erniedrigt. Die Zeitachse ist auf 20 s verlängert.



Um alle drei Phasen im Diagramm darstellen zu können, habe ich die Wechselspannungsquelle angewiesen nur 50 Zyklen zu erzeugen ($50 \times 20\text{ms} = 1\text{s}$), so hört sie nach einer Sekunde auf zu arbeiten und ich kann mir alle drei Arbeitsphasen in einem Diagramm darstellen. So sollten sich später böse Überraschungen während der Ein- und Ausschaltphase der verschiedenen Regelelektroniken leicht finden lassen.



Baumappte

3.3 Eingangsstufe mit zwei Trafowicklungen

Es

Baumapfe

3.x Sonstige Eingangsstufen

Nur ein paar Gedanken in eigener Sache.

Es muss nicht immer das Althergebrachte sein, ich sollte auch mal über modernere Arten von Eingangsstufen nachdenken. Vorteilhaft wären gleitende, von der Ausgangsspannung abhängige Verfahren, welche die Verlustleistung drastisch reduzieren. Mit PWM des Trafo oder DC/DC-Wandlern sollte es funktionieren, wenn man nur die Störungen in den Griff bekommt.