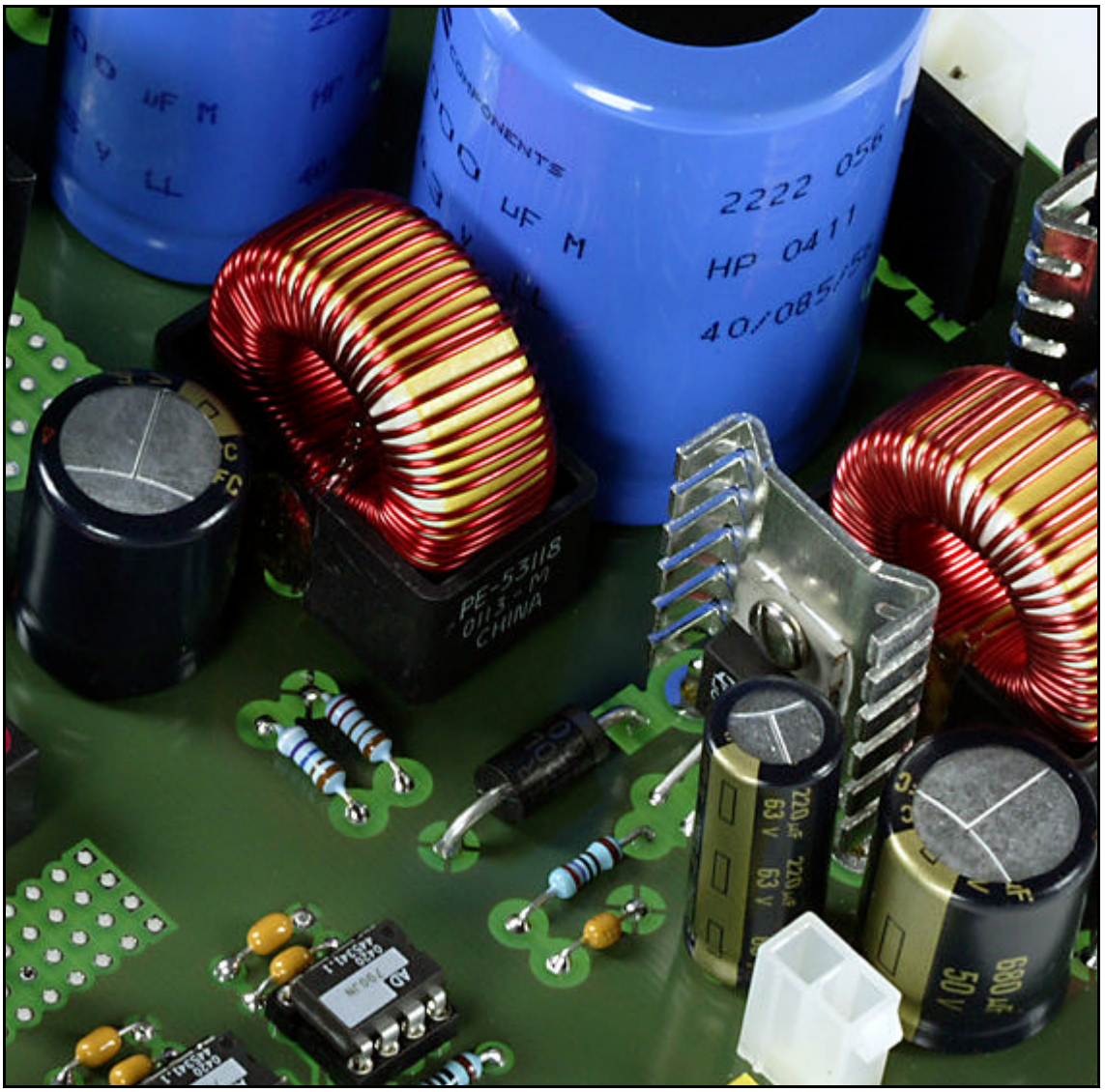
Netzteil

Von Anoushirvan Dehghani

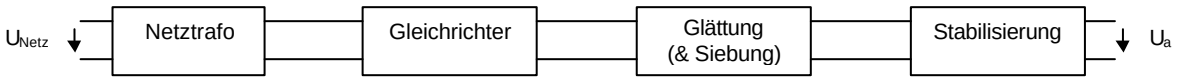


Ausschnitt aus dem fertiggestellten Netzteil

Einleitung

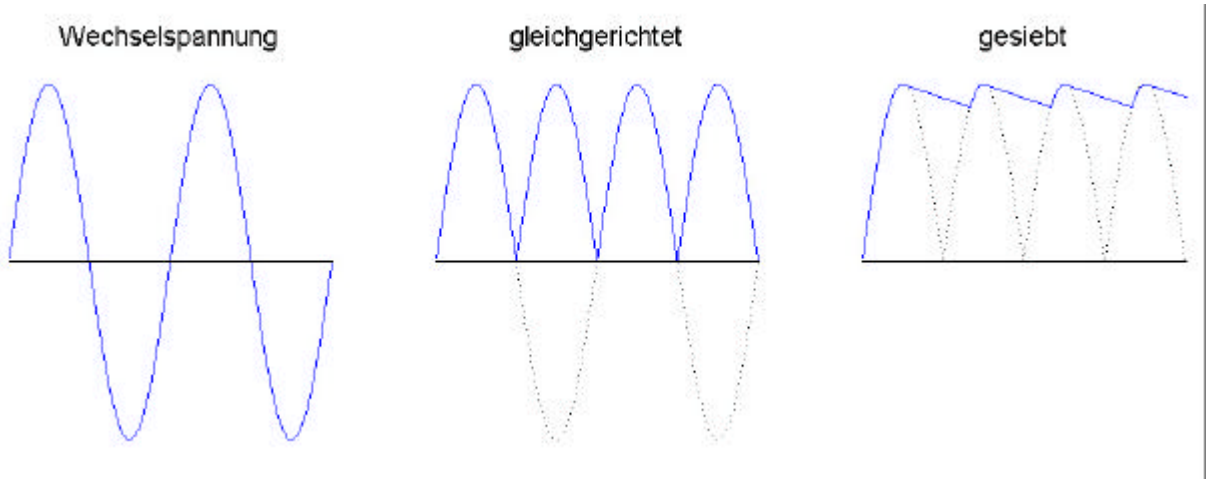
Jedes elektronische Gerät braucht eine Energieversorgung. Bei kleineren, portablen Geräten dient dazu eine Batterie, für alle andere Anwendungsgebiete wird auf ein Netzteil zurückgegriffen.
An dieses Netzteil sind einige Anforderungen gestellt, gestaltet sich die Stromversorgung aus dem öffentlichen Wechselstromnetz doch um einiges aufwändiger, als es auf den ersten Blick erscheinen mag. Dabei ist der prinzipielle Aufbau in der Regel immer gleich: Mittels eines *Transformators* wird die Netzspannung auf einen Wert umgewandelt, der dem tatsächlich benötigten Wert nahe kommt. Diese transformierte Wechselspannung wird anschließend *gleichgerichtet* und *geglättet*. Die nun vorliegende, noch immer schwankende Gleichspannung muß jetzt noch von einer Reglereinheit so weit *stabilisiert* werden, daß eine mehr oder weniger konstante Ausgangsspannung vorliegt.

Damit ergibt sich das folgende Prinzipschaltbild:



Schematischer Aufbau einer Stromversorgung.

Die jeweilige Spannungsverlauf ist in der folgenden Abbildung dargestellt (die Darstellung des idealen Reglerausgang ist dann natürlich eine Gleichspannung, und braucht hier nicht gezeigt zu werden):



Spannungsverläufe in einer Stromversorgung

Das Netzteil muß in der Lage sein, die jeweilige Ausgangsspannung sowohl im Leerlauf als auch bei Vollast konstant (oder zumindest in engen Grenzen konstant) zu halten, selbst wenn sich Netzschwankungen von –15% bis zu +10% einstellen. Anders gesagt, der Verbraucher darf nichts davon merken, wie es „vorne“ aussieht. Ihm muß ein störungsfreier Betrieb unter allen denkbaren Umständen garantiert werden.

Natürlich sollte das Netzteil selber dann auch einigermaßen effizient arbeiten, also keine unnötige Energieverschwendung an den Tag legen. Dies bedeutet also einen hohen Wirkungsgrad sowie akzeptable physische Abmessungen, und dies alles zu einem möglichst günstigen Preis.

Während die „vorderen“ drei Gruppen meist wenig Planungsaufwand erfordern, steckt die meiste Konstruktionsarbeit im Regler. Doch der Reihe nach:

Beim Trafo hat man die Wahl zwischen einem Rechtecktrafo und einem Ringkerntrafo. Letzterer zeichnet sich durch einen höheren Wirkungsgrad, ein kleineres Streufeld und geringere physikalische Abmessungen aus. Leider ist er auch ein gutes Stück teurer als ein Rechtecktrafo, so daß die Wahl je nach den Anforderungen des Gerätes erfolgen muß.

Als Gleichrichterschaltung wird in den meisten Fällen ein Brückengleichrichter eingesetzt. Der Vorteil des etwas einfacheren Aufbaus bei einem Einweggleichrichter wird schnell durch die erhöhte Ausgangswelligkeit sowie die ebenfalls verstärkte Materianbeanspruchung wieder wettgemacht.

Nach dem Gleichrichter liegt die Spannung als pulsierende Spannungsfolge vor. Der Siebkondensator hat nun die Aufgabe, die beim jeweiligen Peak anliegende Spannung so gut wie möglich zu halten, bis der nächste Impuls wieder „oben angekommen“ ist. Während dieser Zeit stellt er also die gesamte Leistung für die Verbraucher bereit! Es leuchtet ein, daß hier eine zu knappe Dimensionierung den besten Regler in die Knie zwingen kann.

Schlußendlich folgt dann der Regler selber. Dieser ist im Designablauf meistens das erste Element, mit dem man sich befasst. Die Auswahl und Dimensionierung aller anderen Bauteile erfolgt nach Festlegung des Reglers, welcher wiederum an die Anforderungen (Leistung, Platz, Raum) angepasst wird.

Grundsätzlich kommen dabei zwei Arten von Reglern zum Einsatz, die Linearregler sowie die Schaltregler. Beide soll im folgenden Kapitel näher betrachtet werden.

Regler

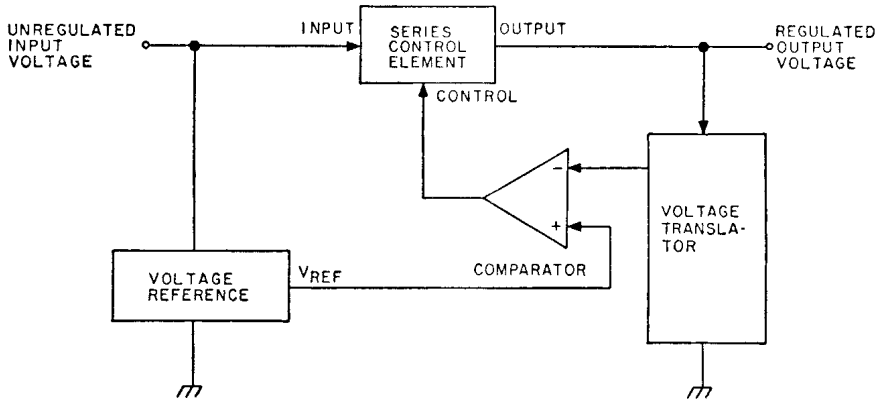
Allgemeines

Dem Regler obliegt die Aufgabe, eine stabile und belastbare Ausgangsspannung bei schwankender Eingangsspannung und schwankender Ausgangslast bereitzustellen. Die beiden meistverbreiteten Typen sollen in ihren Grundvarianten hier vorgestellt werden:

Linearregler

Linearregler kommen meist in Schaltungen mit geringem Leistungsbedarf zum Einsatz. Sie bieten den Vorteil eines relativ unkomplizierten Aufbaus mit wenigen Bauteilen. Allerdings haben sie einen schlechten Wirkungsgrad, da die überschüssige Spannung im wahrsten Sinne des Wortes verheizt wird. Auch ist nur eine Abwärts-Regelung möglich, es kann also nicht ohne weiteres eine höhere Ausgangsspannung erzeugt werden, als am Reglereingang anliegt.

Das folgende Prinzipschaltbild erklärt die Funktionsweise eines Linearreglers:



Prinzip des Linearreglers

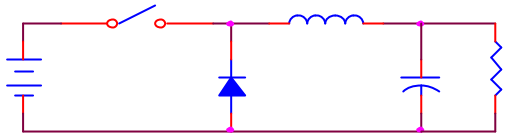
Die Regelung selber erfolgt dabei über einen einstellbaren Widerstand in Form eines Transistors, der im Ausgangsstrompfad liegt. Hinter dem Widerstand wird die Spannung abgegriffen, und mittels eines Spannungsteilers an eine Verstärkerstufe gegeben. Diese vergleicht dann die Ausgangsspannung des Reglers, also den Ist-Wert, mit einer Referenzspannung, dem Soll-Wert. Bei zu hoher Ausgangsspannung wird der Widerstandswert erhöht, so daß über den im Strompfad liegenden Transistor eine größere Spannung abfällt. Dadurch verringert sich dann die Ausgangsspannung, und der Soll-Wert nähert sich wieder dem Ist-Wert. Bei einer zu geringen Ausgangsspannung wird der Widerstandwert natürlich entsprechend gesenkt.
Der regelbare Widerstand selbst ist meist ein Transistor, der über die Basis vom Regelverstärker angesteuert wird. Da die überschüssige Spannung also wirklich „mechanisch“ (oder genauer gesagt: thermisch) abgebaut wird, versteht es sich von selber, daß dieses Prinzip nur für kleinere Leistungen tauglich ist.
Bis zu einigen wenigen Watt Verlustleistung und einem Strom von etwa 1A kann ein monolithischer IC als kompletter Regler fungieren. Für Standard-Spannungsanforderungen wie beispielsweise +5V oder +12V sind diese gar fertig verschaltet erhältlich, neben Ein- und Ausgang gibt es nur noch den Masseanschluss.

Bei etwas höheren Anforderungen besteht die Möglichkeit, einen Regler mit externem Leistungstransistor als Regelwiderstand einzusetzen. Bei entsprechender Kühlung des Transistors können so schon größere Leistungen bzw. Ströme geregelt werden. Allerdings ist es nicht wirklich effizient, eine zweistellige Watt-Zahl zu Abwärme zu verarbeiten. Deswegen kommen bei wirklich „leistungshungrigen“ Verbrauchern nur noch Schaltregler in Frage.

Schaltregler

Während beim Linearregler die Spannung kontinuerlich geregelt wurde, verfolgt der Schaltregler ein gänzlich anderes Prinzip. Anstatt ständig einen Teil der Spannung in Wärme zu verwandeln, wird die Eingangsspannung derart an- und ausgeschaltet, daß der Mittelwert von dem, was übrigbleibt, der gewünschten Ausgangsspannung entspricht!

Die nachfolgende Abbildung zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Schaltreglers:



Prinzip des Schaltreglers

Wie beim Linearregler wird die gewünschte Spannung über einen Transistor eingestellt. Dieser wird jedoch „digital“ angesteuert, also als Schalter benutzt, der entweder einen offenen oder geschlossenen Zustand kennt. Im geschlossenen Zustand wird die Eingangsspannung nahezu verlustlos weitergeleitet, im offenen Zustand komplett blockiert. Es entsteht damit eine Rechteckpulsfolge aus der Eingangsgleichspannung. Die Pulsfolge wird anschließend derart über einen Tiefpass geglättet, so daß zumindest näherungsweise wieder ein Gleichspannungswert erreicht wird. Damit das Ganze funktionieren kann, muß die Zeitkonstante des Tiefpasses natürlich um ein Vielfaches größer sein als die Periodendauer der Pulsfolge. Deswegen liegt die Schaltfrequenz meistens zwischen mehreren dutzend kHz und einigen hundert kHz. Die Freilaufdiode gewährleistet auch beim geöffneten Schalter einen weiteren Stromfluss durch die Spule.

Ein Regelverstärker bestimmt dabei die Pulsbreite der Rechteckfolge, also die Zeitdauer des „an“-Zustandes. Dadurch wird entsprechend auch der Mittelwert des Ausgangssignales verändert, und die gewünschte Ausgangsspannung eingestellt.

Da der Schalttransistor nur die beiden Betriebsarten „voll auf“ und „voll zu“ erlebt, ist die Verlustleistung hier deutlich geringer als beim Linearregler. Schaltregler erreichen Wirkungsgrade von ? = 80%...90%, wobei dieser Wert weitestgehend unabhängig davon ist, *um wie viel* die Spannung reduziert werden soll! Im Gegensatz dazu geht bei einem Linearregler ein erhöhter Spannungsverlust auch immer mit einer erhöhten Verlustleistung einher.

Neben dem komplexeren und meist teureren Aufbau von Schaltreglern (die auch hochintegriert als IC-Baustein erhältlich sind, und lediglich noch eine äußere Beschaltung der Diode sowie des Tiefpasses benötigen) birgt dieses Prinzip aber noch einige andere Nachteile. So sind aufgrund der hohen Schaltfrequenz Störungeinflüsse anderen Bauteilen gegenüber möglich, was ein sorgfältiges Platinenlayout erforderlich macht. Auch besitzt die Ausgangsspannung meist eine höhere Restwelligkeit als bei einem Linearregler, der Verbraucher darf also diesbezüglich nicht allzu empfindlich sein.
Bedacht werden muß ferner, daß es sich hier um einen rückgekoppelten Regelkreis arbeitet, der die Gefahr in sich birgt, instabil zu werden. Die Absicherung gegen ein Aufschwingen der Schaltung ist bei einigen Schaltregler-Bausteinen intern realisiert, bei anderen ist dazu eine zusätzliche externe Beschaltung vorgesehen

Neben diesen beiden Reglerarten sind noch weitere Formen der Spannungsstabilisierung realisierbar. Diese kommen meist dann zum Einsatz, wenn eine eher „exotische“ Spannungsanforderung gegeben ist. Dieser Fall tritt bei unserem Projekt auch ein, und wird an entsprechender Stelle auch näher beschrieben.

Beispielrechnung für einen Linearregler

Grundsätzlicher Dimensionierungsansatz für einen Spannungsweg:

Ein Spannungsregler muß derart beschaltet werden, daß er zweierlei Anforderungen erfüllt. Beide Anforderungen resultieren aus den möglichen Schwankungen der Spannung von +10% bis -15% im öffentlichen Stromnetz, welche sich auch sekundärseitig an den Trafowicklungen bemerkbar machen.

Einerseits muß der Spannungsregler selbst bei der minimal zu erwartenden Netzspannung noch die geforderte Ausgangsspannung liefern.
Gleichzeitig muß die Schaltung in der Lage sein, über einen längeren Zeitraum auch bei maximaler Netzspannung noch korrekt zu arbeiten. Die hierbei entstehende Verlustleistung darf die Schaltung also nicht zerstören.

Die allgemeine Vorgehensweise, wie eine derartige Schaltung berechnet und dimensioniert wird, soll hier an einer konkreten Beispielrechnung detailliert geschildert werden.
Anfangs war übrigens auch geplant, daß genau diese Schaltung für den Strompfad +12V zum Einsatz kommen soll. Im weiteren Verlaufe des Projektes stellte sich jedoch heraus, daß ein komplett neu konzipiertes Netzteil benötigt wird. Damit wurde diese Schaltung dann obsolet. Ihre Allgemeingültigkeit wird dadurch jedoch natürlich nicht verletzt, so daß sie hier als leicht nachvollziehbarer Gedankengang aufgelistet werden soll:

Beispielrechnung im Detail:

Gefordert ist: es soll eine Versorgungsspannung von Uout = +12V mit einer Belastbarkeit von Iout=1A bereitgestellt werden.

Für eine stabile Ausgangsspannung von Uout= +12V ergibt sich daher nachfolgender Rechenweg, um auf die nominelle Ausgangsspannung des Transformators zu kommen. Um eine möglichst geringe Verlustleistung zu erreichen, wurde hier auf ein Modell aus der National Semiconductor LM2940 Serie zurückgegriffen. Diese Bausteine zeichnen sich durch eine geringe Drop-Out-Spannung von maximal 1V aus :

(1)
Die Mindest-Spannungsabfall am Regler beträgt bis zu 1V. Danach müssen immer noch die 12V am Ausgang anliegen, also ergibt sich:

12V + 1V = 13V *minimale Eingangsspannung*

(2)
Einen weiteren Spannungsabfall gibt es an den vier Dioden des Gleichrichters (von denen jeweils zwei in jeder Halbwelle „im Stromweg“ sind), wobei für eine Diode Ud=0,8V angenommen werden kann. Hinzu kommt noch ein gewisser Verlust durch den Innenwiderstand der sekundären Trafowicklung. Dies führt uns zu:

$2*U_d + U_{Ri_Trafo} = 2 * 0{,}8V + 0{,}2\ V = 1{,}8V$ *zusätzlicher Spannungsabfall*

(3)
Nun muß noch der Ripple an dem Siebkondensator berücksichtig werden. Dieser Ripple kann nicht beliebig klein gemacht werden, da sich sonst eine immer kürzere Aufladezeit für den Kondensator ergeben würde (Begründung: Kondensator wird nur geladen, wenn momentane gleichgerichtete Trafospannung größer als Kondensatorspannung). Innerhalb dieser Aufladezeit muß jedoch die komplette, für den gesamten Rest der Halbwelle benötigte Energie übertragen werden. Folglich würden die Ströme sehr groß werden!
Ein sinnvoller Erfahrungswert aus der Praxis ist $U_{ripple} = 1V_{pp}$. Damit folgt:

$$U_{trafo_peak_min} = 13V + 1{,}8V + 1V = 15{,}8V$$

Der daraus resultierende Effektivwert ist:

$$U_{trafo_eff_min} = U_{trafo_peak_min} / \text{sqrt}(2) = 11{,}1723V$$

Daraus resultiert eine nominelle Spannung für die Sekundärwicklung bei 100% Netzspannung von:

$$U_{trafo_eff_norm} = U_{trafo_eff_min} / 0.85 = 13{,}144V$$

Dies kann vernünftig auf 13,5V gerundet werden.

Die Funktionsfähigkeit „nach unten hin“, also bei größtmöglicher negativer Netzschwankung, ist damit gegeben. Es muß noch die Absicherung „nach oben hin“ erfolgen, also die Kontrolle, ob die Verlustleistung bei größtmöglicher positiver Netzschwankung noch im erlaubten Bereich ist.

(4)
Eine Erhöhung der Netzspannung auf maximal zu erwartende 110% schlägt sich auch an der Sekundärwicklung nieder:

$$U_{trafo_eff_max} = 13{,}5V * 1.1 = 14{,}85V \Rightarrow U_{trafo_peak_max} = 14{,}85V * \text{sqrt}(2) = 21{,}001V$$

(5)
Nun muß der Siebkondensator dimensioniert werden. Vorgabe war ein Welligkeit von $U_{ripple} = 1V$. Weiterhin werden folgende Annahmen getroffen:

a) Die Aufladezeit des Kondensators ist unendlich klein, also „verzögerungslos“.
b) Der Spannungsabfall während der Entladung verläuft linear.

Während die erste Annahme eine leichte Vereinfachung darstellt, ist der lineare Spannungsabfall tatsächlich gegeben. Denn der Laststrom kann als konstant angenommen werden, was zu einem linearen „Ladungsverlust“ des Kondensators mit der Zeit führt.

Die Netzfrequenz beträgt 50Hz, der Kehrwert davon ergibt die Periodentauer von $T_{netz} = 20ms$ – jedoch für zwei Halbwellen! Durch das „hochklappen“ der negativen Halbwellen am Brückengleichrichter halbiert sich die Periode folglich auf $T = 10ms$.

Bei Annahme der minimal möglichen Netzspannung von 85% liegen am Kondensator, nach Abzug der Verluste über den Brückengleichrichter (1,4V) sowie der Trafowicklung (0,4V) noch 14V als Maximalwert an. Aus U_{ripple} = 1V folgt, daß der nächste Ladevorgang jeweils bei erreichen von 13V beginnt. Damit ergibt sich:

Beginn des Ladestromflusses: 13V/14V = 0,9286 -> arcsin(0,9286) = 68,22°
Ende des Ladestromflusses: bei 90° (offensichtlich ist dann Uc > U_{sinus})

Ladezeitanteil des Kondensators: (90°-68.22°) / 180° = 0.121
Ladezeit des Kondensators: t_{lade} = 10ms * 0,121 = 1,21 ms
(180° entsprechen einer Halbwelle, welche eben 10ms dauert!)
Endladezeit: $t_{endlade} = T - t_{lade}$ = 8,79ms

Aus C = Q / U und I = dQ / dt ergibt sich nach der Linearisierung:

$$C = I * t_{endlade} / U_{ripple} = 1A * 8{,}79ms / 1V = 8790\ \mu F$$

Ein Blick auf die E24-Vorzugsreihe würde zu einer Größe von C = 9100 uF führen. Allerdings erscheint dies hier wenig vernünftig. Bei Kapazitäten dieser Größenordnung kommen nur noch Elektrolytkondensatoren in Frage. Diese haben jedoch bauartbedingt recht große Serienstreuungen und Toleranzen von –20%...+50%, weswegen eine derart fein unterteilte E-Reihe kaum sinnvoll wäre (Eeine Änderung von –20% bis +50% umfasst etwa sechs verschiedene Werte in der E24 Reihe!). Deswegen gibt es diese Bauteile auch nur in der E3-Reihe. Damit wird auf einen Elko mit C = 10000 uF zurückgegriffen.

(6)
Abwärme / Berechnung des Kühlelements.

Auf 4) ergab sich eine maximale Trafospannung von $U_{trafo_peak_max}$ = 21,001V, im folgenden also 21V. Nach Abzug der Verluste aus 2) bleiben noch 19,2V, welche maximal am Kondensator anliegen. Abzüglich der halben Welligkeit $U_{ripple}/2 = 0{,}5V$[1] bleiben dann noch maximal 18,7V, welche im zeitlichen Mittel am Reglereingang anliegen können. Da der Reglerausgang konstante 12V liefert, ergibt sich die maximale Verlustleistung:

$$P_{max} = (18{,}7V - 12V) * 1A = 6{,}7W$$

Dieses P_{max} ist also die Leistung, die im ungünstigsten Falle wirklich vom Regler „verbraten“ werden muss, damit er den Ausgleich zwischen der hohen Eingangsspannung und der geforderten Ausgangsspannung schafft. Und 6,7W ist schon ein nicht gerade geringer Wert. Zum Vergleich führe man sich eine 15W-Glühlampe vor Augen, die bereits nach kurzer Brenndauer nicht mehr mit der Hand angefasst werden kann. Nun kommt es also darauf an, ein entsprechende Kühlelement zu berechnen, beziehungsweise herauszufinden, ob eine entsprechende Kühlung überhaupt möglich ist:

Wir gehen von einer maximalen Umgebungstemperatur von 35°C aus, da es sich hier um ein Gerät handelt, das offen in Büroräumen betrieben wird (Zum Vergleich: Industrieelektronik wird üblicherweise für 55°C berechnet).

Weiterhin legen wir fest, daß der Chip des Reglers nicht heißer als 110°C werden soll (150°C ist absolutes Maximum laut Datenblatt, wir wollen ein wenig Sicherheit haben)

Dann hat man einen maximalen *thermischen Widerstand* von:

$$(110°C - 35°C) / 6{,}7W = 75°C / 6{,}7W = 75K / 6{,}7W = 11{,}2\ K/W$$

[1] eine Vereinfachung, die erlaubt sein sollte: bei rampenförmigem Spannungsabfall ist der zeitliche Mittelwert genau die Hälfte! Der Verlauf während des kurzen Aufladevorgangs wird dabei nicht berücksichtig.

Der interne Wärmewiderstand des LM2940 ist im Datenblatt mit etwa ca. 3 K/W angegeben. Damit muß ein Kühlelement mit weniger 11,2 – 3 K/W = 8,2 K/W vorgesehen werden, was absolut praktikabel ist.

Grundsätzlich gilt hier: wenn man unter ca. 5 K/W kommt wird es mit der Kühlung kompliziert, dann ist es ratsam, darüber nachzudenken, den Stromkreis aufzuteilen und zwei getrennte Regler zu benutzen. Die beiden Ausgänge dürfen aber nicht parallel geschaltet werden, da dann die Stromaufteilung zwischen den Reglern undefiniert ist.

Realisierung des Netzteils in unserem Projekt

Unsere ursprüngliche Planung sah vor, einen Trafo mit etwa acht bis zehn einzelnen Sekundärwindungen anfertigen zu lassen. Diese Sekundärabgriffe sollten dann per Linearregler (für die niedrigeren Spannungen unter 50V) oder per einfacher Transistoren- / Diodenschaltung stabilisiert werden. Der Einsatz von Schaltreglern schien nicht notwendig und war dementsprechend nicht vorgesehen.

Mit dem weiteren Fortschreiten des Projektes änderten sich jedoch auch mehrfach die Anforderungen an das Netzteil. Einige Spannungen wurden nicht mehr benötigt, andere kamen neu hinzu oder änderten ihren Strombedarf. Schließlich wurde absehbar, daß unser ursprüngliches Konzept mit den Linearreglern kaum realisierbar sein würde.

Eine Aufstellung der benötigten Spannungen und Ströme zeigt die folgende Tabelle:

Funktionseinheit	Strompfad	Bauelement (Typ)	+5V / mA	-5V / mA	-8V	+12V / mA	+28V / mA	+80V/ mA	+155V/ mA	+750V/ mA	Kommentar
Schwarzwertsteuerung	EL4093sc		11,5	11,5							Elantec Datasheet
	Referenzspanungs teiler	R104	0.5								I=U/R=5/10k
	AD8058AR		15	15							AD Datasheet
Sync-Seperator	Sync-Seperator U300	EL4583C	4								max. Idd aus Datenblatt EL4583C
PLL	PLL-Baustein U400	EL4584CN				4					I_dd aus Datenblatt, bezogen auf die Spannung aus Linearregler
	Linearregler(PLL) U401 (+12Vzu+5V)	LM78L05ACZ				5					Quiescent Current aus Datenblatt, im DB ist V_in allerdings mit 10V angenommen
Videoverstärker und Bildröhre	U200	AD847JN		7,3		7,6					max. aus Datenblatt bei max Temperatur
	U201	AD847JN	7,3	7,3							max. aus Datenblatt bei max Temperatur
	U202	LM2439				12		8			max. aus Datenblatt
	R250-P250-R251										Helligkeitsregelung siehe Text
	R253-P252-R254 und P252									0,4	Fokussierung (Schätzung)
	Bildröhre					300					Schätzung Bildröhrenheizung
Ablenkgeneratoren	Flipflop U501	74HC74	0,08								aus Datenblatt S. 8
	Analogschalter U502	DG419CJ	0,005		0,005	0,005					aus Datenblatt S. 3
	Analogschalter U602	DG419CJ	0,005		0,005	0,005					aus Datenblatt S. 3
	Operationsverstärker U503	OP27			1,5	1,5					aus Datenblatt S. 8
	Operationsverstärker U603	OP27			1,5	1,5					aus Datenblatt S. 8
	Komparator U504	AD790JN	3,3		10	10					aus Datenblatt S. 2
	Komparator U505	AD790JN	3,3		10	10					aus Datenblatt S. 2
	Komparator U604	AD790JN	3,3		10	10					aus Datenblatt S. 2
	Komparator U605	AD790JN	3,3		10	10					aus Datenblatt S. 2
	Inverter U506	74AC04N	0,08								aus Datenblatt S. 3
	Schmitt Trigger U507	74HC132N	0,04								aus Datenblatt S. 4
	AND-Gate U508	74ACT08N	0,08								aus Datenblatt S. 2
	Spannungsteiler R507-R509 20kOhm		0,5	0,5							Strom über 20kOhm zwischen +5V und -5V
	Spannungsteiler R607-R609 20kOhm		0,5	0,5							Strom über 20kOhm zwischen +5V und -5V
	Strom nach C501 während des Hinlaufs			0,2							Strom über ca. 30kOhm über -5V
	Strom nach C501 während des Rücklaufs		1,25								Strom über ca. 4kOhm über 5V
	Strom nach C601 während des Rücklaufs		0,3								Strom über ca. 16kOhm über 5V
Vertikalverstärker				150			150				Siehe Text
Horizontalverstärker			1		750	760			60		Siehe Text
Hochspannungsquelle							800				Typenschild "Venus Scientific"
	Summe:		54,84	192,3	793,01	1131,6	950	8	60	0,4	
	Leistung: in W		0,2742	0,9615	6,3441	13,579	26,6	0,64	9,3	0,3	
	Gesamtleistung	in W									58,00

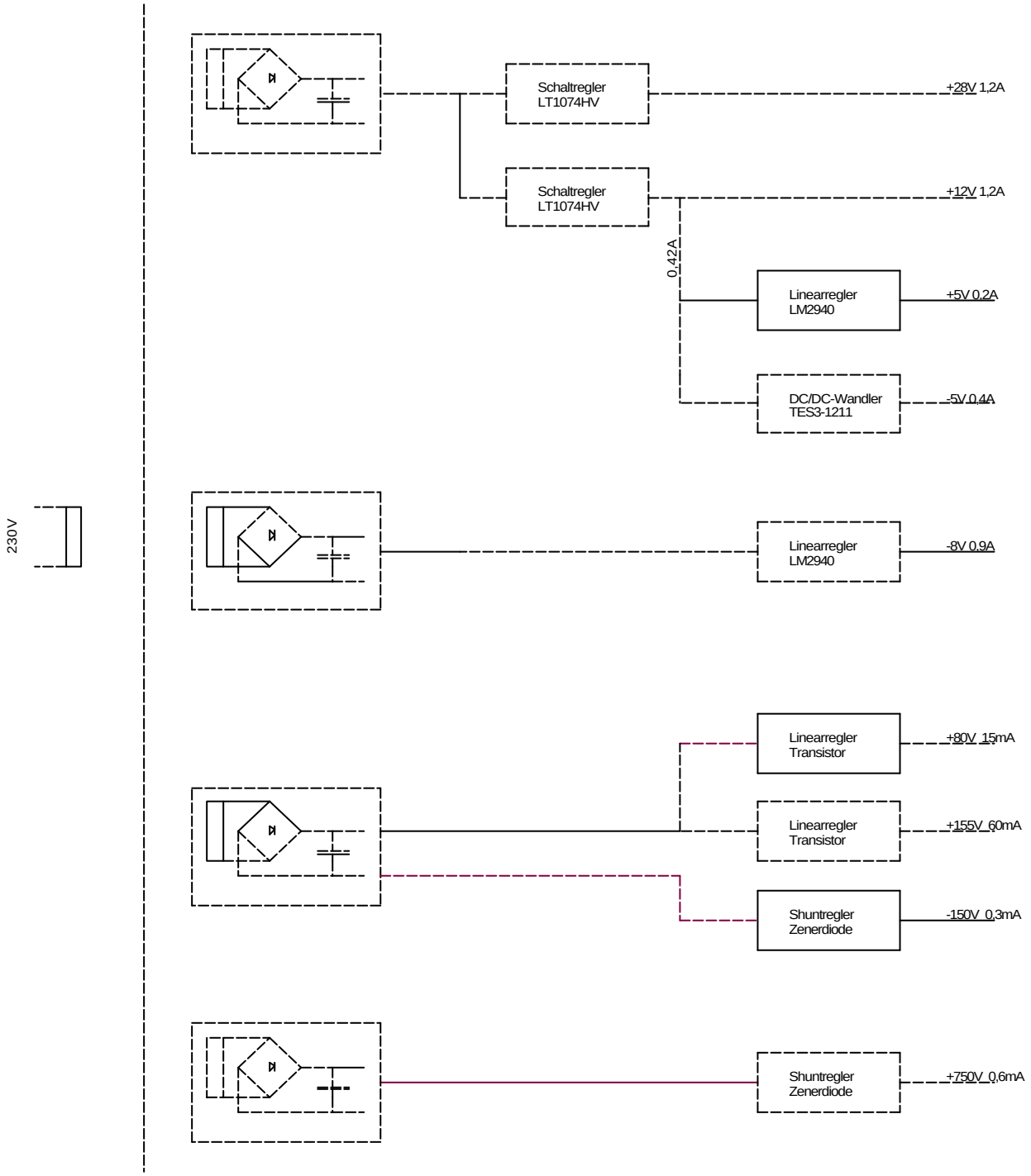
Zusammengefasst ergeben sich folgende Anforderungen an das Netzteil:

+5V / 200 mA
-5V / 400 mA
-8V / 900 mA
+12V / 1,2A
+28V / 1,2A
+80V / 15 mA
-150V / 0,3 mA
+155V / 60 mA
+750V / 0,6mA
+7.300V / 0.1 mA

Vor allem der „leistungshungrige“ +28V-Anschluss für den Hochspannungsgenerator stellte sich als etwas knifflig heraus. Da es sich herausstellte, daß hier bei Verwendung eines Linearreglers erhebliche Kühlmaßnahmen notwendig geworden wären (Verlustleistung bis zu 16 W), mußte zumindest dieser Zweig mit einem Schaltregler versehen werden.

Nach Einholen eines Angebotes für einen speziell anzufertigenden Trafo wurde deutlich, daß in der Anzahl der Sekundärwicklungen noch erhebliches Einsparpotential herrschte. Dies führte zu dem Ansatz, mit relativ wenigen Sekundärwicklungen alle benötigten Spannungen herzustellen. Auch hier mußte dann auf Schaltregler zurückgegriffen werden, da doch teilweise recht große Spannungsdifferenzen zu überbrücken waren.

Insgesamt ergab sich dann das im folgenden Blockschaltbild gezeigte Konzept:



Die jeweiligen Realisierungen werden im folgenden einzeln behandelt. Dazu aber erst noch einige Vorüberlegungen:

- Es gab keine Low-Drop-Spannungsregler mit –8V / 1A. Daher mußte ein (positiver) Regler LM2940-8.0 verwendet werden. Damit wurde hier eine eigene Trafowicklung notwendig. Dann konnte aber kein zusätzlicher –5V-Regler mehr in diesen Zweig der Schaltung eingebracht werden, weswegen die –5V-Spannung mit einem DC/DC-Wandler aus der +12V-Spannung erzeugt wurde.

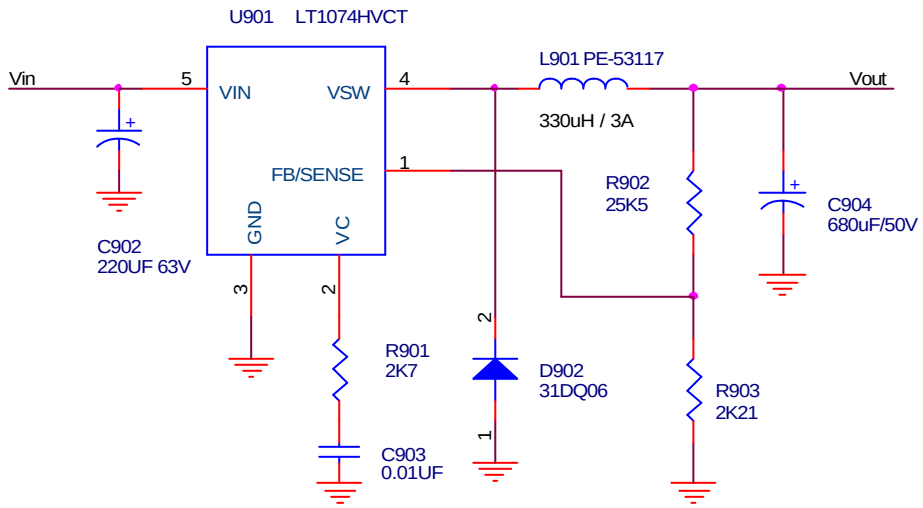
- Zusätzlich Belastung der +12V durch +5V und –5V: Eine einfache Addition aller Ströme führt hier nicht zum richtigen Ergebnis, da der Eingangsstrom des DC/DC-Wandlers kleiner als dessen Ausgangsstrom ist.

  Belastung durch +5V: 200mA
  Belastung durch –5V: 5V * 0,4A = 2W.
  Geteilt durch angenommenen Wirkungsgrad 0,75: P=2,6W.
  Strom aus 12V: 2,6W / 12V = 0,22A.

  Summe: 0,42A
  Damit 12V Gesamtstrom 1,2A + 0,42A = 1,62A.

+28V / 1,2A

Da die Verwendung eines Linearreglers zu einer nur noch schwierig abzuführenden Verlustleistung geführt hätte, wurde auf einen Schaltregler zurückgegriffen. Die Beschaltung wird anhand der folgenden Abbildung deutlich:



Spannungsregler für +28V

Spule L901 und Kondensator C904 bilden den für einen Schaltregler notwendigen Tiefpass, D902 ist die dazugehörige Freilaufdiode. Mittels der beiden Widerstände R902 und R903 wird die heruntergeteilte Ausgangsspannung an den Regler zurückgeführt. Der LT1076 vergleicht den an Pin 1 anliegenden Wert mit einer internen Referenzspannung von U_{ref}=2,21V und regelt damit die Pulsweite.
Demzufolge bestimmen sich die Widerstandswerte für den Spannungsteiler zu:

R903=2,21k und R902= (28-2,21)k =25,8k => nächstliegender Normwert: 25,5 kOhm

Dies führt zu einem Querstrom von $I_{quer} = U_{out} / (R902 + R903) = 1$ mA, was einen sinnvollen Kompromiss zwischen Leistungsverbrauch und Störfestigkeit darstellt.

R901 und C903 dienen der Vermeidung einer Oszillation der Schaltung: rückgekoppelte System laufen Gefahr aufzuschwingen, wenn die Gegenkopplung sich einer Mittkopplung nähert. Um dem vorzubeugen, wird hier ein diesem Verhalten entgegenwirkender Phasengang erzeugt.

Der weitere Rechenweg sah dann im einzelnen folgendermaßen aus:

Bestimmung der Eingangsspannung.

Allgemeine Auslegung von Schaltreglern: Tastverhältnis max = 0,85.

$$28V / 0,85 = 33V.$$

Ansatz für Welligkeit: 2V
Ansatz für Gleichrichtverluste bei zwei Standarddioden: 1,6V
Damit minimaler Scheitelwert:

$$33V + 2V + 1,6V = 36,6V$$

nomineller Scheitelwert:

$$36,6V / 0,85 = 43V$$

=> Effektivwert: 30,5V

maximaler Scheitelwert:

$$43V * 1,1 = 47,3V$$

=> ausreichend Abstand zu max. V_{in} 60V von LT1074HV

<u>Bestimmung Ladekondensator C:</u>

Der maximale Eingangsstrom in den Regler fließt bei der minimalen Eingangsspannung von 33V.

$$P_{out} = 28V * 1,2A = 33,6W.$$

Angenommener Wirkungsgrad 90%:

$$P_{in} = 33,6W / 0,9 = 37,3W$$

$$I_{in} = P_{in} / U_{in} = 37,3W / 33V = 1,13A$$

$$C_{min} = 10ms * 1130mA / 2V = 5650uF$$

Dies ist aber noch nicht das “Endergebnis“: hier muß noch der Stromanteil für den +12V-Regler hinzuaddiert werden, der ja von der gleichen Trafowicklung und damit von dem gleichen Kondensator gespeist wird!

Bestimmung der Speicherdrossel (L901)

Die Schaltfrequenz des LT1074 ist 100 kHz nominal.

Die Stromwelligkeit in der Drossel soll (nach den üblichen Gepflogenheiten beim Bau von Schaltreglern) 10% des nominalen Ausgangsstroms sein, das wären hier $0{,}12A_{pp}$.

Bei einer Eingangsspannung von 33V und einer Ausgangsspannung von 28V wurde bereits ein Tastverhältnis von 0,85 errechnet.

Die Periodendauer der Schaltfrequenz ist 10?s, dann ist die On-Zeit:

$$0{,}85 * 10?s = 8{,}5?s$$

An der Speicherdrossel liegt in dieser Zeit eine Spannung von:

$$33V – 28V = 5V$$

an. L ist dann:

$$L = ? t * U / ? i = 8{,}5?s * 5V / 0{,}12A = 8{,}5 * 5 / 0{,}12?H = 354?H.$$

Es fand sich eine geeignete Speicherdrossel mit 330uH / 3A im Farnell-Lieferprogramm.

Auswahl des Eingangskondensators (C902).

Ein großer Kondensator, wie es der Siebkondensator C901 nun einmal ist, hat leider auch meist große ESR- und Induktivitätswerte. Dies jedoch verschlechtert seine HF-Eigenschaften, die für den Schaltregler aber wichtig sind. Denn der Eingangspin stellt nicht nur den Eingang der zu regelnden Spannung dar, sondern dient auch der Stromversorgung der internen Schaltungen im IC! Um zu verhindern, daß Transienten sich störend auf den Betrieb des Reglers auswirken, muß also noch ein zusätzlicher Eingangskondensator mit entsprechenden HF-Eigenschaften verschaltet werden. Im Layout muß dieser Kondensator so nahe wie möglich am Pin liegen!

Ein der Empfehlung im Datenblatt entsprechendes Bauteil ist der Panasonic EEUFC1J221 mit einer Kapazität 220uF bei einer Spannungsfestigkeit von 63V.

Auswahl des Ausgangskondensators (C904)

Auch bei diesem Kondensator sind die HF-Eigenschaften wichtig!

Die Welligkeit soll 0,1V nicht überschreiten:

$$C_{min} = 10?s * 0{,}12A_{pp} / 0{,}1V = 12?F$$

Dabei sind die $0{,}12A_{pp}$ die Stromwelligkeit.

In der Praxis spielt jedoch der Innenwiderstand des Kondensators ein erhebliche Rolle, daher wird er wesentlich größer dimensioniert. Ausgewählt wurde ein Panasonic EEUFC1H681 mit 680?F bei max 50V.

Auswahl der Diode: (D902)

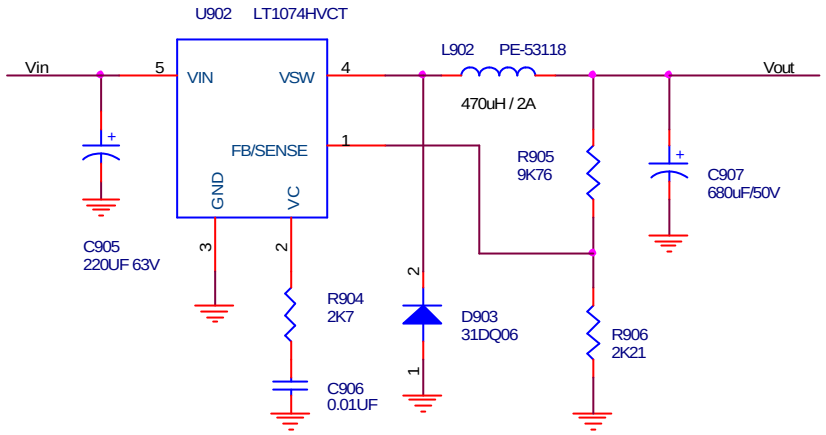
Sperrspannung: soll entsprechend max. Eingangsspannung des LT1074HV bei 60V sein.

Strom: eine Überdimensionierung auf 3A erscheint sinnvoll als Reserve für Überlast oder Kurzschluß.

Zur Verringerung der Durchlaßverluste wird eine Schottkydiode verwendet werden: 31DQ06 IR 60V 3,3A.

+12V / 1,62 A

Die Schaltung entspricht der für 28V, jedoch mit folgenden Abweichungen:



Spannungsregler für +12V

Bestimmung Ladekondensator:

Der maximale Eingangsstrom in den Regler fließt bei der minimalen Eingangsspannung von 33V:

$$P_{out} = 12V * 1,62A = 19,4W.$$

Angenommener Wirkungsgrad 90%:

$$P_{in} = 19,4W / 0,9 = 21,6W$$

$$I_{in} = P_{in} / U_{in} = 21,6W / 33V = 0,65A$$

$$C_{min} = 10ms * 650mA / 2V = 3250?F$$

Wie oben bereits gesagt, muß hier noch der Stromanteil für den +28V-Regler hinzuaddiert werden, da beide Regler gemeinsam aus diesem Kondensator gespeist werden! Der +28V-Regler benötigt für sich alleine 5650uF!

Damit ergibt sich:

$$C_{lade} = 5650?F + 3250?F = 8900?F,$$

was zur Auswahl des folgenden Bauteils führte: VISHAY 2222 056 58103, 10.000 ?F, 63V.

Auswahl Gleichrichter:

Max. Eingangsstrom: 0,65A + 1,13A = 1,78A
Da der Ladestrom in C impulsförmig anliegt, ist eine deutliche Überdimensionierung notwendig: GBU6B GS 70V effektiv max. 6A.

Bestimmung Sekundärwicklung Trafo:

Nominaldaten: 30,5V / 2,5A (Wie oben bereits berechnet)

Bestimmung der Speicherdrossel (L902)

Die Rechnung ist analog mit der für die Bestimmung der Speicherdrossel des +28V-Reglers:

Die Stromwelligkeit in der Drossel soll 10% des nominalen Ausgangsstroms sein, das wären hier $0{,}16A_{pp}$.

Bei einer Eingangsspannung von 33V und einer Ausgangsspannung von 12V ergibt sich ein ein Tastverhältnis von 12 / 33 = 0,36.

Die Periodendauer der Schaltfrequenz ist 10us, dann ist die On-Zeit:

$$0{,}36 * 10?s = 3{,}6?s$$

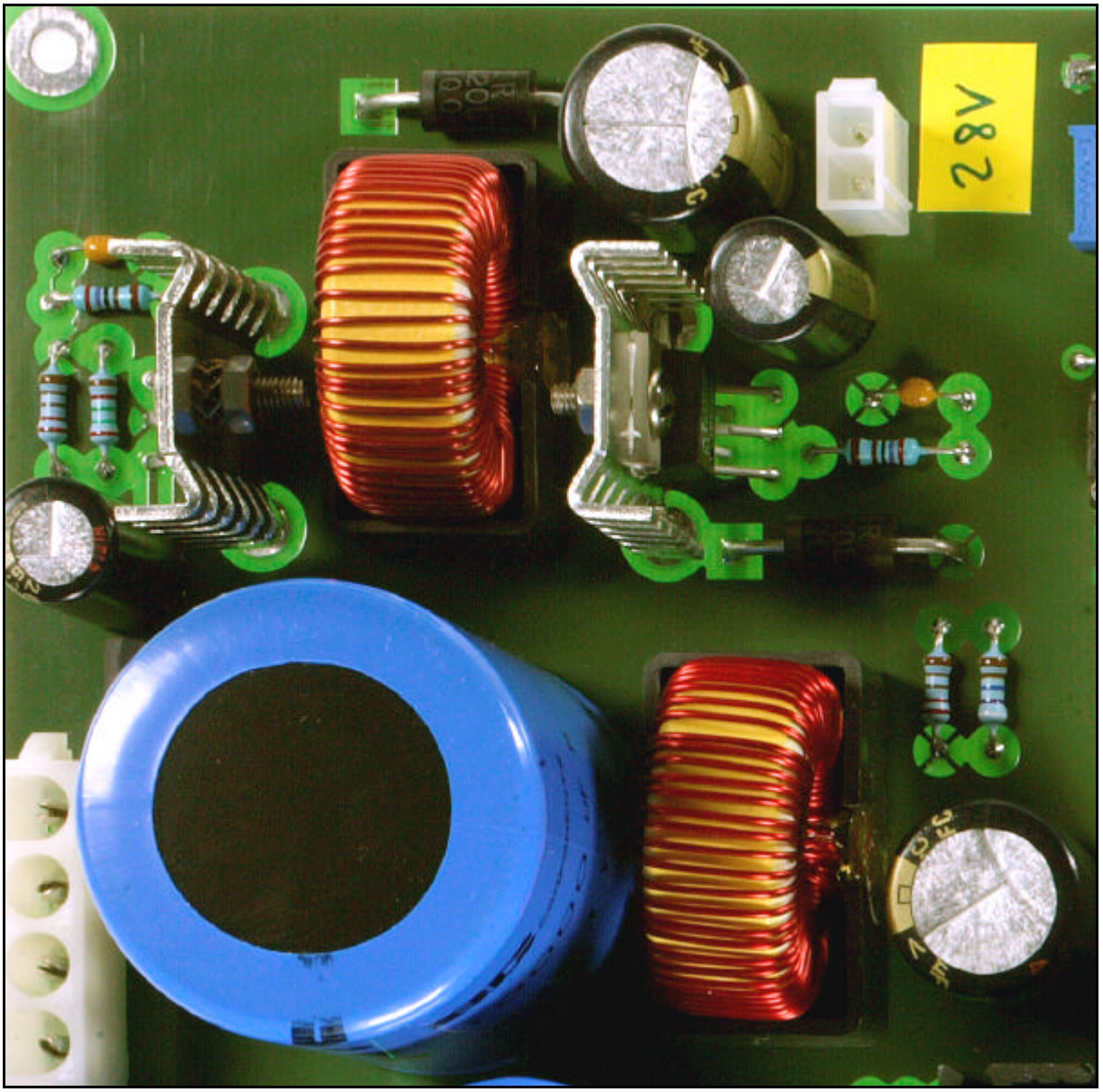
An der Speicherdrossel liegt in dieser Zeit eine Spannung von

$$33V – 12V = 21V$$

an. L ist dann:

$$L = ?t * U / ?i = 3{,}6?s * 21V / 0{,}16A = 3{,}6 * 21 / 0{,}16?H = 473?H.$$

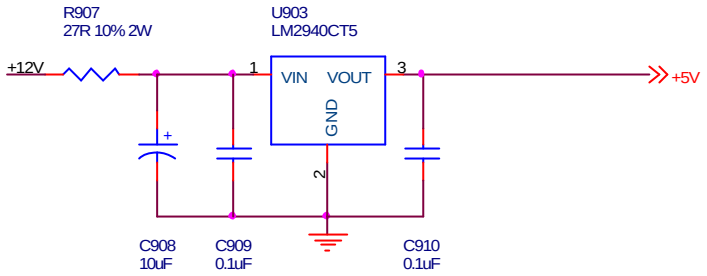
Eine geeignete Speicherdrossel mit 470uH / 2A ist die PE-53118.



Ansicht der fertiggestellten Schaltregler für 28V und 12V

+5V / 200mA

Da wir nun +12V mit einem sehr guten Wirkungsgrad aus einem Schaltregler bekommen, werden wir den Spannungsregler für die +5V-Versorgung hieraus speisen. Durch dieses Kaskadieren zweier Regler können wir auf Sekundärwicklungen am Trafo verzichten, was sich positiv für das Budget bemerkbar macht. Da die geforderten +5V bei 200mA eine verhältnismäßig geringe Leistung darstellen, kann hier ein Linearregler LM2940-5V verwendet werden.



Spannungsregler für +5V

Damit der Regler nicht die volle Spannungsdifferenz von 7V „verbraten“ muß, wird er durch einen Vorwiderstand entlastet:

Am Eingang es LM2940 soll bei 200mA noch 1V zum Abregeln vorhanden sein.

$$R_{vor} = 12V – (5V + 1V) / 0,2A = 6V/ 0,2A = 30Ohm \Rightarrow 27Ohm.$$

$$P_{Rvor} = (0,2A)^2 * 27Ohm = 1,08W \Rightarrow 1,5W.$$

Leistung am Spannungsregler:

$$P = U * i$$

$$P = (6V – i * 27Ohm?) * i$$

$$P = 6V * i - 27Ohm * i^2$$

Nach i ableiten:

$$dP / di = 6 - 54 i$$

Nullsetzen

$$6 = 54 i$$

$$0,11 = i$$

Also liegt die maximale Leistung am LM2940 an bei i = 0,11A.

Eingesetzt ergibt das:

$$P = (6V – 0.11 * 27) * 0,11 = 0,33 W$$

Die Verlustleistung im LM2940 selber bleibt Aufgrund des Vorwiderstandes damit angenehm niedrig, so daß auf ein Kühlelement verzichtet werden kann:

R_{th} chip => umgebung LM2940 ohne Kühlelement: ca. 70 K/W

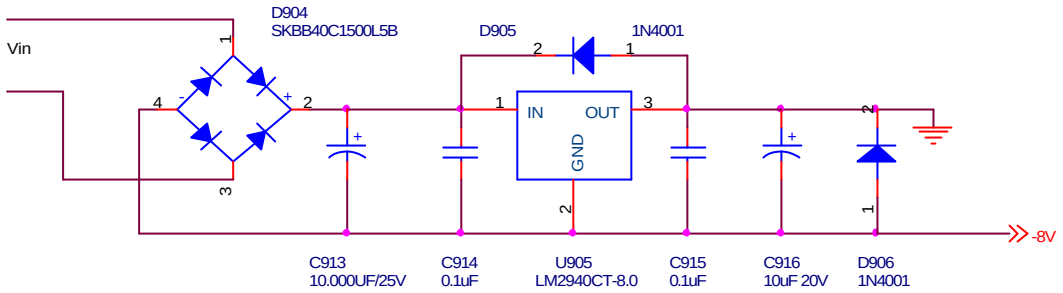
Damit ist die Chiptemperatur tchip = 23 °C über der Umgebungstemperatur, bei Umgebung = 35 °C => 35°C + 23°C = 58°C, was als unkritisch gelten darf.



Ansicht der Spannungsregler für +5V und –5V

– 8V / 800 mA

Für diese negative Spannung reicht ein konventioneller Ansatz mit Linearregler und eigener Trafowicklung aus. Es wird ein LM2940-8.0V verwendet, der jedoch quasi „über Kopf“ angeschlossen wird. Dies funktioniert, da die Trafowicklung, welche ja sonst nicht beschaltet ist, potentialfrei ist und damit sozusagen „in der Luft hängt“. Also wird der Reglerausgang an Masse geschaltet, und die Reglermasse, welche ja 8V „unter“dem Reglerausgang liegt, wird zum Ausgang mit –8V.
Wie in der Vorüberlegung schon erwähnt, hat dieses Prinzip den Nachteil, daß keine weitere Spannung aus dieser Trafowicklung erzeugt werden kann.



Spannungsregler für +8V bzw. hier –8V

Die dazugehörigen, notwendigen Rechenwege:

Dropout-Spannung: 1V, Welligkeit 1V, Diodenverluste 1,6V:

$$U_{trafo_peak_min} = 11{,}6V$$

Was zu einem Effektivwert führt von:

$$U_{trafo_eff_min} = 8{,}2V$$

Sowie, bei 100% sowie 110% der Netzspannung:

$$U_{trafo_eff_nom} = 9{,}65 \quad U_{trafo_eff_max} = 10{,}62V$$

Dies ergibt einen Spitzeneingangswert von:

$$U_{trafo_peak_max} = 15V$$

Da der Baustein eine maximale Eingangsspannung von 26V verträgt, ist hier kein Problem zu erwarten.

Die Berechnung des dazugehörigen Ladekondensators sieht wie folgt aus, bei Uripple = 1V:

$$U_{trafo_peak_min} - 2 * U_{diode} = 10V, \text{ damit Aufladevorgang bei } 9V$$

Beginn des Ladestromflusses: 9V / 10V =0,9 -> arc sin (0,9) = 64,16
Ende des Ladestromflusses: bei 90°, also dem Peak der Sinus-Halbwelle

Ladezeitanteil des Kondensators: (90°-64.16°) / 180° = 0.14
Ladezeit des Kondensators: t_{lade} = 10ms * 0,14 = 1,4 ms

Endladezeit: $t_{endlade} = T - t_{lade} = 8{,}6ms$

$$C = I * t_{endlade} / U_{ripple} = 800mA * 8{,}6ms / 1V = 6880\ \mu F$$

Damit wird ein Wert von C= 10000uF gewählt.

Die Verlustleistung des Reglers führt zu folgender Kalkulation für den Kühlungsbedarf:

$U_{trafo_peak_max}$ = 15V, abzüglich der Diodenspannung sowie ½ U_{ripple}:

$$U_{in_regler} = 12{,}9V$$

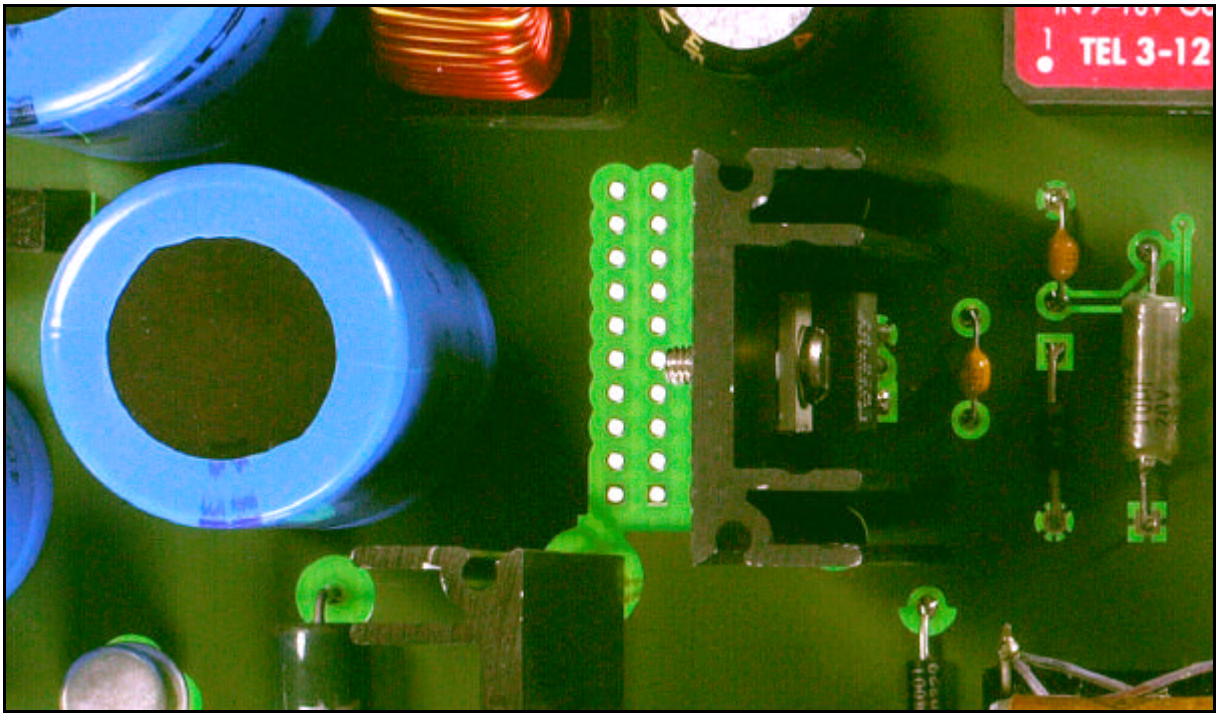
Da am Reglerausgang 8V zur Verfügung stehen, ergibt sich die folgende Verlustleistung:

$$P_{max} = ?U * I = (12{,}9V - 8V) * 800mA = 3{,}92W$$

Sowie ein entsprechender Wärmewiderstand:

$$R_{th} = (110°C - 35°C) / 3{,}92W = 19{,}2K/W$$

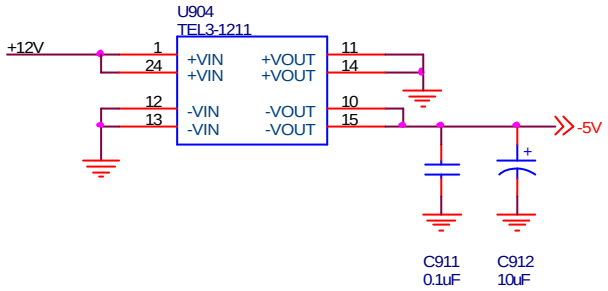
Dementsprechend wird ein, bereits an anderer Stelle im Projekt verwendeter, Kühlkörper mit 12 K/W ausgewählt.



Ansicht des Spannungsreglers für –8V

–5V / 400 mA

Im Gegensatz zur –8V-Lösung kann auf eine eigene Sekundärwicklung am Trafo verzichtet werden. Da dadurch aber keine potentialfreie Speisung zur Verfügung steht, fällt die Lösung mit einem einfachen Linearregler weg.
Deswegen erzeugen wir diese Spannung mit einem Spannungswandler TES3-1211 von Traco, der aus 12V eine potentialfreie Spannung von 5V/600 mA mit einem guten Wirkungsgrad von ca. 75% wandelt.
Da dieser Baustein übrigens nicht als 8V-Version erhältlich ist, kommt er für die –8V-Versorgung nicht in Frage.

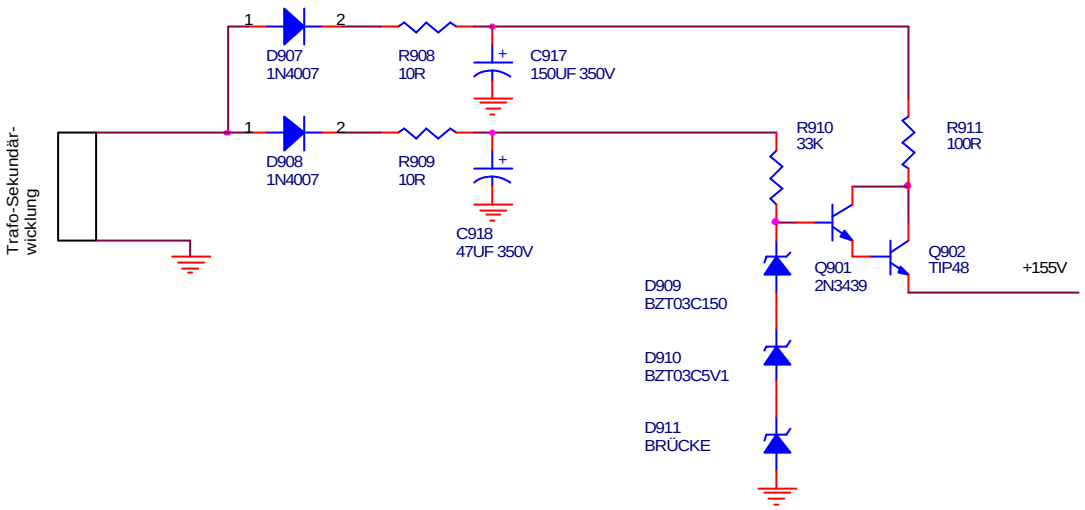


Spannungsregler für –5V

+ 155V / 60 mA

Bei einer derart hohen Spannung scheint der Einsatz eines Reglerbausteins wenig sinnvoll. Zum einen wird kein hochpräzise genauer Wert von +155V benötigt, zum anderen findet sich schlicht und ergreifend kein IC, der für derartige Spannungen dimensioniert ist.

Die von uns verwendete Lösung ist ein einfacher Längsregler mit einem Darlingon-Transistor. Zwar ist diese Schaltung nur bedingt kurzschlußfest. Dies sollte aber kein Problem darstellen, da die Schaltung ja nicht „offen“ und mit wechselnden Abnehmern betrieben wird.



Spannungsregler für +155V

Der Rechenweg sieht wie folgt aus:

Widerstand 100Ohm als Strombegrenzung im Kurzschlußfall

Spannungsabfall an 100Ohm nominell:

$$100\text{Ohm} * 60\text{ mA} = 6\text{V}$$

„Budget“ für Spannungsabfall an Transistor: 10V

Minimale Eingangsspannung:

$$155\text{V} + 10\text{V} + 6\text{V} = 171\text{V}.$$

Es wird eine Welligkeit von 15V zugelassen:

$$C_{C917} = 20\text{ms} * 0{,}06\text{A} / 15\text{V} = 80\ ?\text{F}$$

Dies ergäbe ein C_{C917} = 100 uF. Da auch noch die +80V aus dieser Quelle gespeist werden wird dann ein C_{C917} = 150uF mit Un = 350V gewählt.

Es werden Standarddioden als Gleichrichter verwendet, U_f = 0,8V.

Scheitelwert Trafo minimal (bei 15 % Unterspannung): 171V + 15V + 0,8V + 0,8V = 188 V.
Scheitelwert Trafo nominal: 188V / 0,85 = 221V.
Scheitelwert Trafo bei 10% Überspannung: 221V * 1,1 = 243V

Effektivwert Sekundärspannung nominal: 156V

Trick: Zusätzliche Diode / zusätzlicher Kondensator stellt zur Versorgung der Zenerdiode und des Basiskreises permanent praktisch den Spitzenwert zur Verfügung, das ist bei 15% Unterspannung: 171V + 15V -0.8V = 185V.
Welligkeit nur 1,5V.

Annahme: Gesamtverstärkung der beiden Darlington-Stufen = 100.
I basis ist dann 0,6mA.
I Zener bei 15% Unterspannung soll 0,3 mA sein.

Vorwiderstand Zenerdiode:

$$(185V – 1,5V – 155V) / (0,6mA + 0,3 mA) = 28,5V / 0,9mA = 31K => 33K$$

Strom bei 10% Überspannung:

$$(243V – 3 \times 0,8V – 155V) / 33K = 2,6 mA \text{ (noch OK)}$$

Kondensator für Speisung Zenerdiode bei Welligkeit 1,5V: (Berechnung bei 10% Überspannung)

$$C_{C918} = 20 ms * 0,0026A / 1,5V = 34,6 \text{ ?F} => 47 \text{ ?F}$$

Leistung Transistor bei 10% ÜS:
Mittlere Spannung: 243V minus ½ Welligkeit minus Spannungsabfall an Widerstand:

$$243V – 7,5V -6V = 230V$$

Spannung am Transistor:

$$230V – 155V = 75V$$

$$P = 75V * 0,06A = 4,5W$$

Die erscheint in Ordnung.

Auswahl Transistor:
Ansteuernder Transistor: 2N3439 ST-Microelectronics Uce 300V (TO-39)
Leistungstransistor: TIP48 ST-Microelectronics / ON-Semi Uce 300V (TO-220)

Ausgangskondensator: ist bereits in zu versorgender Schaltung vorgesehen.

Mit der (hier überbrückten) Diode D911 stehen drei Montageplätze für Zenerdioden zur Verfügung, womit sich dann praktisch jede gewünschte Ausgangsspannung erreichen läßt, um dann während der Inbetriebnahmephase die Möglichkeit zu haben, die Ausgangsspannung des Spannungsreglers möglichst nahe an die zur Erzielung der gewünschten Bildbreite notwendigen Ablenkspannung anzupassen.

Berechnung des Kühlelements:

$$U_{trafo_peak_max} = 243V$$

Bei einem Strom von I = 60mA fallen davon jeweils 0,8V ab über D907, 0,6V über R908 sowie 6V über R911. Nach Abzug von weiteren 7,5V für die halbe Ripplespannung liegen also am Eingang des Transistors Q902 etwa 228,1V an. Da am Ausgang 155V zur Verfügung stehen, muß die Differenz über dem Transistor abfallen:

$$U_{Q902} = 228,1V - 155V = 73,1V$$

Damit ergibt sich die Verlustleistung zu :

$$P = 73{,}1V * 60mA = 4{,}4W,$$

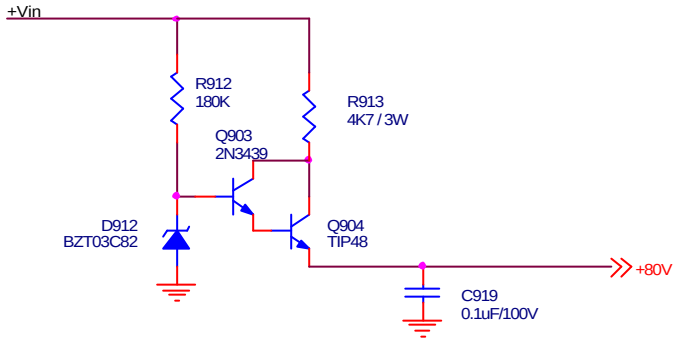
sowie ein entsprechender Wärmewiderstan von:

R_{th}= (10°C – 35°C) / 4,4W = 17,05K/W

Dementsprechend wird ein, bereits an anderer Stelle im Projekt verwendeter, Kühlkörper mit 12 K/W ausgewählt.

+ 80V / 15mA

Die hier gewählte Schaltung gleicht der bereits für die +155V angewandten Lösung, und wird auch aus dem selben Siebkondensator gespeist.:



Spannungsregler für +80V

Minimale Eingangsspannung: 171V
Maximale Eingangsspannung: 243V

Berechnung Vorwiderstand:
Spannungsabfall an Transistor bei min Eingang: 10V

R = (171V – 80V - 10V) 15 mA = 81V / 15 mA = 5,4 kOhm => 5,1 kOhm.

P = 15 mA ^2 * 5,1 kOhm = 3,3W.

Hier wird also ein Leistungswiderstand benötigt, der aber mit dieser Leistung aber nur als 4K7 verfügbar ist.

Annahme: Gesamtverstärkung Darlington = 100.
I basis dann 0,15mA.
I Zener bei 15% Unterspannung soll 0,3 mA sein.

Vorwiderstand Zenerdiode:

(171V – 80V) / (0,15mA + 0,3 mA) = 91V / 0,45mA = 202K =>180K

Strom bei 10% Überspannung:

(243V – 80V) / 180K = 0,9mA. -> noch OK

In der Rechnung wurde vereinfacht eine Zenerdiodenspannung von 80V anstatt 82V angenommen, sowie die Welligkeit vernachlässigt.

Leistung Transistor bei 10% Überspannung:

Spannung am Transistor:

$$243V – 15mA * 4k7 = 243V – 70,5V = 173V$$

$$P = 173V * 0,015A = 2,6W$$

Auch dies ist noch im erlaubten Rahmen.

Auswahl Transistor:

Ansteuernder Transistor: 2N3439 ST-Microelectronics Uce 300V (TO-39)
Leistungstransistor: TIP48 ST-Microelectronics / ON-Semi Uce 300V (TO-220)

Der Ausgangskondensator ist bereits in der zu versorgenden Schaltung vorgesehen.

Auch dieser Transistor wird eine gewisse Verlustleistung erzeugen:

Von der ursprünglichen Eingangsspannung

$$U_{trafo_peak_max} = 243V$$

bleiben, nach Abzug von U_{diode} = 0,8V, U_{R908} = 10Ohm * 75mA = 0,75V, U_{R913} = 15mA * 4,7kOhm = 70,5V und ½ U_{ripple} = 7,5V noch 163V übrig. Am Transistorausgang stehen 80V bereit, damit fällt über den Transistor Q904 ab:

UQ904 = 163V – 80V = 83V

Entsprechend ergibt sich eine Verlustleistung von :

P = 83V * 15mA ˜ 1,25W,

sowie ein Wärmewiderstand von:

R_{th} = (110°C – 35°C) / 1,25W = 60K/W

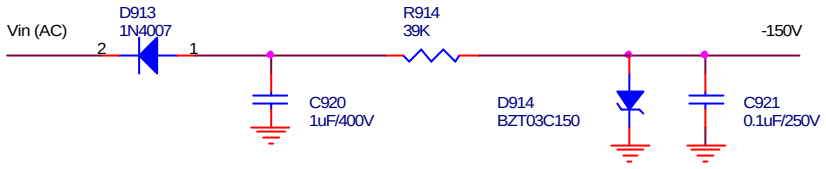
Dementsprechend wird ein, bereits an anderer Stelle im Projekt verwendeter, Kühlkörper mit 21 K/W ausgewählt.

- 150V / 0,3 mA

Diese Ausgangsspannung wird über die gleiche Trafowicklung wie die +155V und +80V realisiert, es wird jedoch die negative Halbwelle genutzt!

Schon bekannt:
(Bei Welligkeit 15V)
min. Eingangsspannung: 171V
max. Eingangsspannung 243V

Shuntregler mit Zenerdiode



Spannungsregler für –150V

Bei einem Laststrom von 0,3 mA sollen noch 0,2mA durch die Zenerdiode fließen.

R = (171V – 150V) / 0,5mA = 42K => 39K

Bei maximaler Spannung:

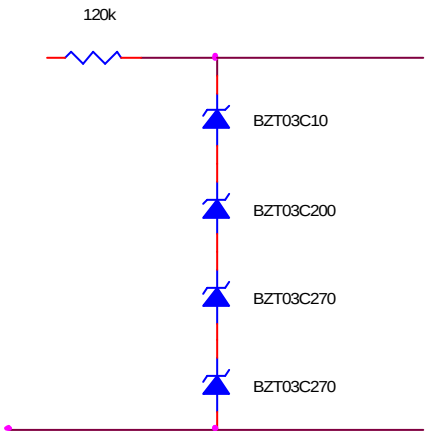
(243V – 150V) / 39K = 2,4 mA

Berechnung Ladekondensator (bei minimaler Spannung):

20ms * 0,5mA / 15V = 0,67?F => 1?F

+ 750V / 0,6mA

Es wird ein Shuntregler vorgesehen:



Ansatz:

min. Eingangsspannung 850V.

Ausgangsstrom: 0,6 mA, Strom durch Zenerdioden: 0,2 mA -> Summe Strom 0,8mA

R = (850V – 750V) / 0,8mA = 125K => 120K

Welligkeit: Festlegung auf 80V.

Scheitelwert Trafo bei 15% Unterspannung:

850V + 80V = 930V

Scheitelwert bei 10% Überspannung:

1,1/0,85 * 930V = 1204V

max. Strom durch R:

1204V – 40V (Halbe Welligkeit) = 1164V
1164V – 750V / 120k = 3,45 mA

Max. Leistung:

1164V * 3,45 mA = 4,0 W

Ein Einweggleichrichter (in einer Netzteilschaltung) ist jedoch stets mit dem doppelten des Scheitelwerts belastet (U_{eff} * 2,82). Die unproblematisch beschaffbaren Dioden haben eine max. Sperrspannung von 1600V, was hier nicht ausreicht. Die Beschaffbarkeit von Kondensatoren in den entsprechenden Spannungsbereichen ist ggf. auch kompliziert. Dieser Lösungsweg kann also nicht direkt eingeschlagen werden. Daher bietet sich hier der Einsatz einer Spannungsverdopplerschaltung an:

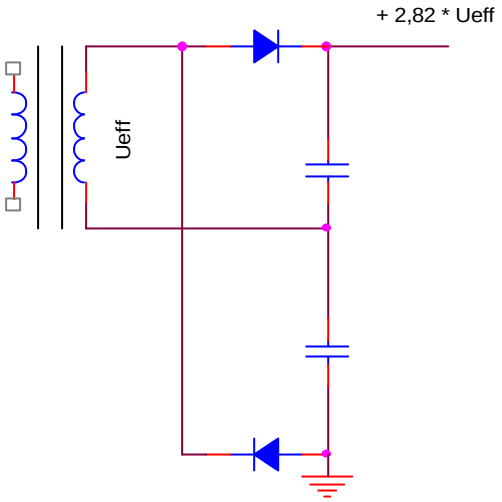
Es wird angenommen, daß bei 15% Netzunterspannung eine Spannung von 850V am Eingang des Shuntreglers anstehen soll. Die Welligkeit soll 80 V betragen.

Der Scheitelwert der Trafospannung ist dann (ohne Berücksichtigung der Verdopplung) 930V bei 15% Netzunterspannung. Das wäre ein nominaler Scheitelwert von:

930V / 0,85 = 1094V

Bei 10% Netzüberspannung hat man dann:

1094V * 1,1 = 1203V



Spannungverdopplerschaltung

Bei Verwendung einer Spannungsverdopplerschaltung reduziert sich die Trafo-Sekundärspannung (Scheitelwert) auf 465V (min), 547V (typ) und 602V (max).

Die maximal an der Diode anliegende Sperrspannung ist dann 1204V.
Eine gängige 1600V-Diode kann also verwendet werden.

Die nominelle Effektivspannung der Sekundärwicklung ist dann:

547V / 1,41 = 387V.

Berechnung der Kondensatoren:
Hier ist der Fall minimaler Eingangsspannung von Interesse, bei der auch der Strom minimal ist:

C = 20ms {Halbwellengleichrichtung} * 0,8mA / 80V = 0,20?F

Nun ist die Hintereinanderschaltung der beiden Kondensatoren zu beachten. Damit hätte man zwei Kondensatoren zu je 0,40 ?F/630V. Der nächstliegende beschaffbare Normwert ist 2 x 0,47 ?F/630V

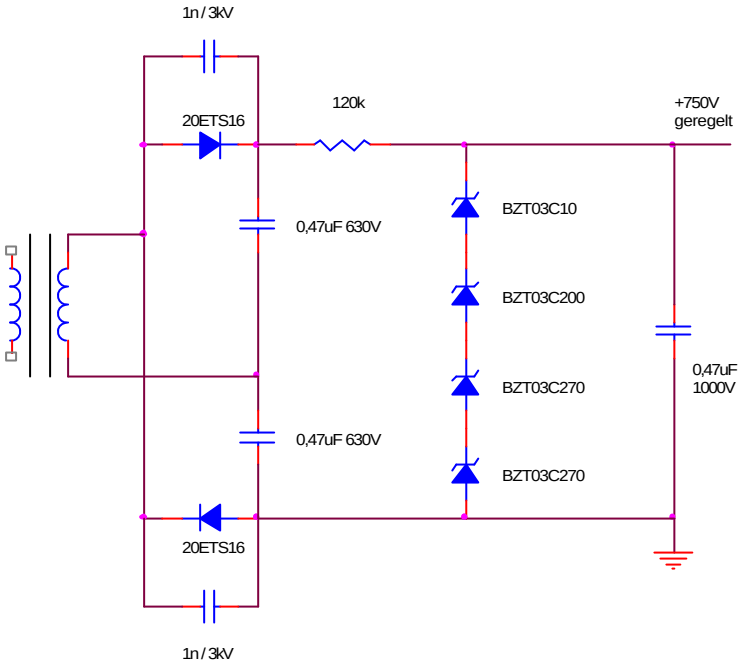
Bei maximaler Eingangsspannung ergibt sich eine Welligkeit von:

3,45 mA / 0,9 mA * 80V = 307V.

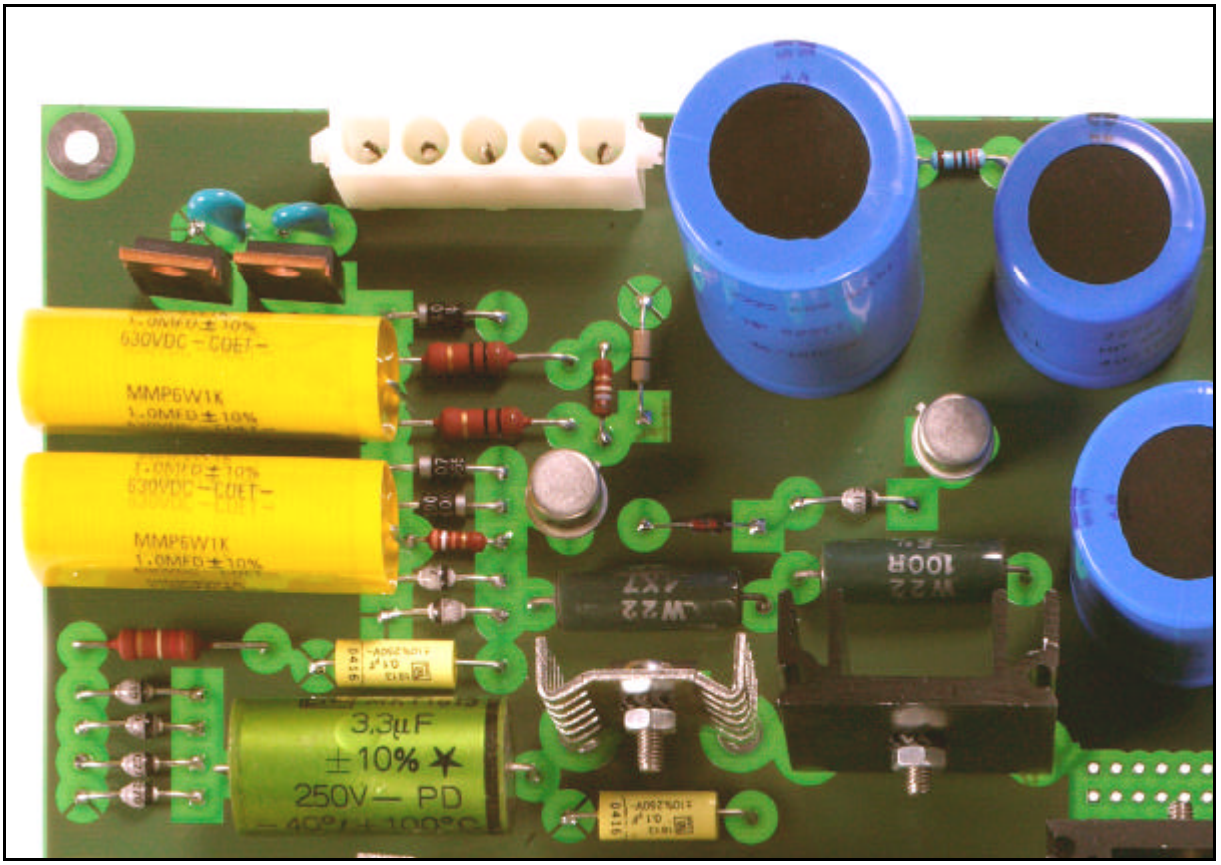
Die minimale Eingangsspannung ist dann:

1204V – 307V = 897V.

Man erhält dann die folgende Schaltung:



Als Dioden eignen sich die 20ETS16 von IR. Die ihnen parallel geschalteten Kondensatoren dienen der Unterdrückung von Störungen und Ausschwingvorgängen beim Nulldurchgang der Spannung.



Ansicht der Spannungsregler für +155V, +80V, -150V und +750V

Inbetriebnahme

Grundsätzlich wurde jeder Spannungszweig sowohl im Leerlauf, als auch belastet überprüft. Besonders bei den höheren Spannungen war äußerste Vorsicht geboten, da hier zum Teil doch äußerst „ungesunde“ Werte erreicht werden.

Spannungsregler +28V

Im Leerlauf wurde eine Ausgangspannung von +27,2V gemessen. Dies bedeutet eine Abweichung knapp drei Prozent, was noch innerhalb des erwarteten Bereiches von +/- 5% liegt. Die Eingangsspannung für den Regler, parallel zu C901 gemessen, betrug 41V. Bei einem vorhergesehenen Arbeitsbereich von 36,6V ... 47,3V ist auch dieser Wert in Ordnung.

Für den Belastungstest wurde ein Widerstand mit R=23 Ohm an den Ausgang angeschlossen. Der daraus resultierende Strom von I=1,22A liegt damit knapp über der vorgesehenen Stromabgabe von I=1,2A.

Nach dem Einschalten fing nun die große Drosselspule an zu „singen“! Eine genauere Betrachtung zeigte eine Selbstoszillation des Reglers mit einer Frequenz von etwa 1,2kHz auf. Doch wie kam es dazu?

Grundsätzlich gilt, daß eine rückgekoppelte Schaltung bestimmte Phasen- und Amplitudenbedingungen einhalten muß. Andernfalls kann es dazu kommen, daß aus der eigentlich beabsichtigten Gegenkopplung eine (instabile) Mitkopplung wird – und genau das war hier passiert.

Um diesem Phänomen entgegenzuwirken, wurde parallel zu R902 ein Kondensator geschaltet. Diese Maßnahme bewirkt ein „Vordrehen“ der Phase bei gleichzeitiger Verstärkungsreduktion für höhere Frequenzen. Und tatsächlich erwies sich das Vorgehen als erfolgreich. Eine Kapazität der Größe C=5,7nF aus, um die Schaltung zu stabilisieren. Um jedoch eine gewisse Betriebssicherheit zu erhalten, wurde für die endgültige Schaltung auf C=10nF zurückgegriffen.

Nach dieser erfolgten Modifikation stellte sich dann eine stabile, oszillationsfreie Ausgangsspannung ein. Direkt hinter dem Leistungsschalter, also noch vor dem LC-Tiefpass, konnte die erwartete gleichförmige Rechteckpulsfolge beobachtet werden.

Die gemessene Schaltfrequenz entsprach mit 100 kHz exakt der Datenblattangabe.

Die Eingangsspannung ging im Belastungsfall auf 38,6V herunter, was nur 2V oberhalb der vorgesehenen Grenze liegt. Damit arbeitete diese Schaltung zwar noch im zulässigen Bereich, jedoch schon recht knapp an der Grenze.

Die Eingangswelligkeit lag nun bei gemessenen U_{ripple}=0,8V. Im Vorfeld berechnet waren hier 2V, allerdings für einen Siebelko mit C=5650uF. Da der tatsächlich verwendete Kondensator jedoch eine Kapazität von C=10000uF hat (und dieser Wert linear in die Formel eingeht), kann dies als Bestätigung angesehen werden. Berechnet wäre hier nämlich nun ein U_{ripple}=1,13V.

Die nach dem LC-Tiefpass noch verbleibende Restwelligkeit (100kHz) der Ausgangsspannung wurde mit Uripple=15mVpp bestimmt. Dies lag deutlich unter den berechneten 100mV. Als Grund hierfür kann die vergleichsweise hohe Kapazität C904 (680uF) angesehen werden. Dieser wurde nämlich nach seiner Strombelastbarkeit ausgesucht, und hat damit eine deutlich größere Kapazität als die rechnerisch minimal erforderliche – was der Schaltung hier nur zu gute kommt.

Das Wärmeverhalten des Reglers erwies sich auch nach längerer Belastungsphase als unproblematisch, der Kühlkörper konnte ohne Probleme noch mit der Hand angefasst werden.

Fazit: Dank großzügiger Toleranzen bei der Berechnung und Dimensionierung der einzelnen Komponenten war an dieser Stelle ein problemloser Betrieb möglich.

Spannungswandler+7300V

Diese hohe Spannung wurde direkt aus einem fertigen Modul erzeugt, welches lediglich von der +28V-Spannung gespeist werden mußte. Auf einen genauen Funktionstest an dieser Stelle wurde verzichtet, da der Hochspannungsgenerator bereits im Vorfeld einer Funktionsprüfung unterzogen wurde.

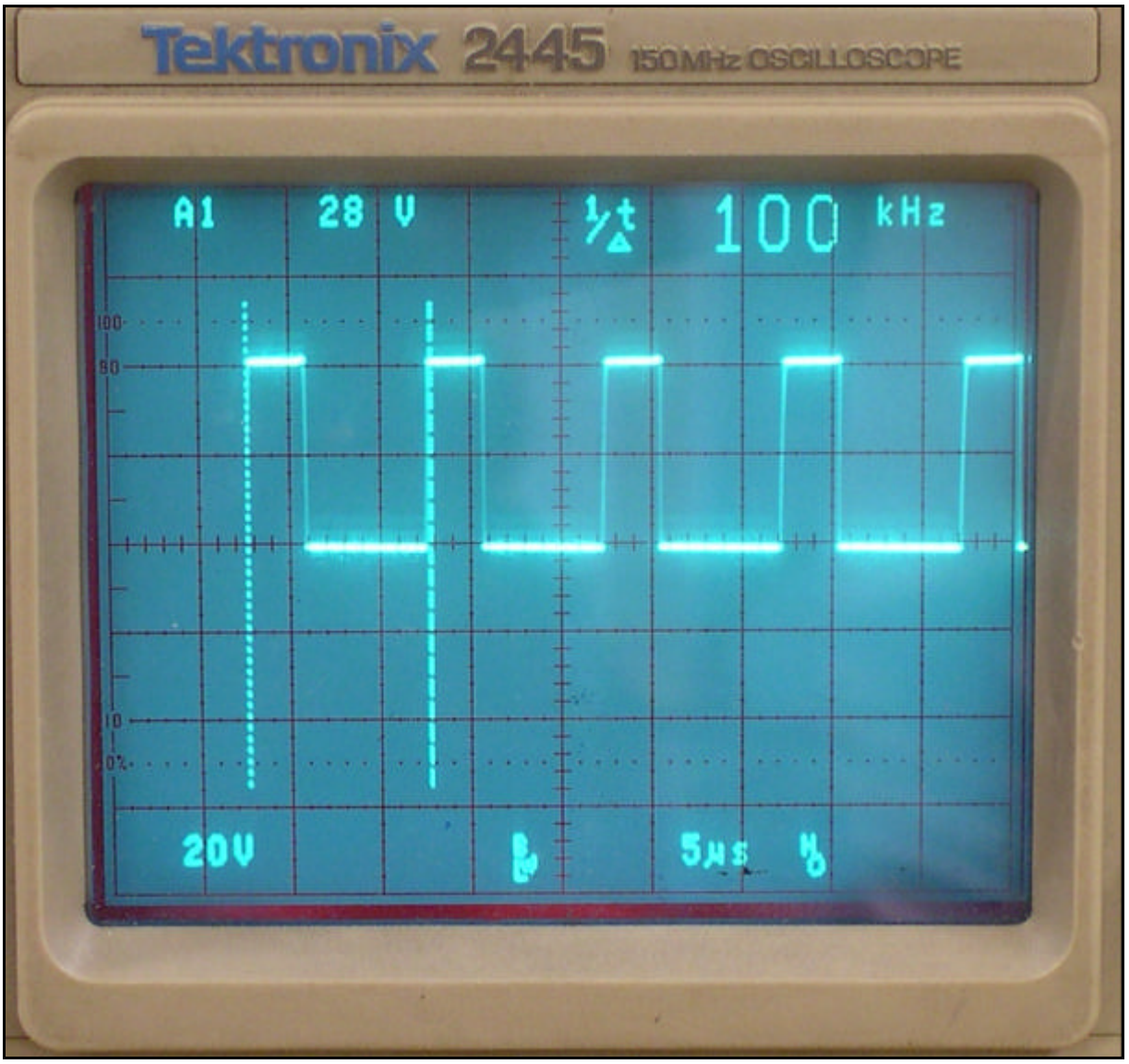
Eine kurze „Sichtprüfung“, bei der ein einseitig mit Masse verbundener 1MegOhm Widerstand in die Nähe des Hochspannungsanschlusses gebracht wurde, zeigte jedenfalls den erwarteten Lichtbogen von ca. 1cm Länge.

+12V

Die gemessene Leerlaufspannung betrug hier U=11,85V, was etwa 1,2% unter dem vorgesehen Wert lag, und damit noch im Rahmen des Erwarteten war.

Der Belastungstest ergab auch hier wieder die gleiche Oszillations-Problematik, die bei +28V vorlag. Abhilfe wurde ebenfalls mit einer Kapazität von C=10nF geschaffen, welche parallel zum Rückkopplungswiderstand R905 geschaltet wurde.

Die danach gemessene Kurvenform am Ausgang des Reglers entsprach dann auch der erwarteten Rechteckpulsfolge, wie in der folgenden Abbildung zu sehen ist.



Spannungsverlauf an Kathode von D903 bei Laststrom 1,2A Spannungsangabe auf Bildschirm 1 zu 1

Die Ausgangsspannung wies eine Restwelligkeit (100kHz) auf, die unter 15mV lag. Bei einer vorgesehenen maximalen Restwelligkeit von 100mV kann dieser Wert auch als überaus positiv gedeutet werden.

+5V

Bei diesem Spannungweg war keinerlei Überraschung zu erwarten, denn der Regler wird von einer bereits sehr sauberen Gleichspannung aus dem +12V-Regler gespeist. Dementsprechend lag die gemessene Ausgangsspannung im Leerlauf bei 4,95V, und damit nur 1% unterhalb des Sollwertes. Auf einen Belastungtest wurde hier verzichtet, da auch längeres Nachdenken keine möglichen Fehlerquellen ergab.

-5V

Eigentlich sollte hier das gleiche gelten wie für den +5V-Weg. Doch manchmal liegt die Tücke im Detail, wie auch hier. So wurde im Layout der Elko C912 verpolt eingesetzt. Da hier eine negative Spannung erzeugt werden soll, muß aber die positive Seite des Elkos an Masse geschaltet werden! Glücklicherweise wurde dieser Fehler rasch bemerkt, und die Schaltung konnte korregiert werden, bevor das Bauteil Schaden nehmen konnte.

-8V

Die gleichgerichtete, aber noch nicht geregelte Spannung über C913 wurde mit U=13V gemessen. Dies liegt genau im berechneten Bereich von 11V...15V. Nach hinzufügen des Reglers in die Schaltung ergab sich eine Leerlaufspannung von genau -8,0V. Auch das anschließen eines 10Ohm-Lastwiderstandes ergab keine Änderung, der Regler lieferte weiter seine stabilen –8V.

+155V / +80V

Da diese beiden Spannungen quasi „am gleichen Zweig hängen“ und dementsprechend zusammen gemessen wurden, sollen sie auch hier zusammen behandelt werden.

Im Leerlauf ergab sich eine gleichgerichtete Spannung von U=216V über C917 und C918.

An der Basis des Transistors Q901 lagen davon noch 151V an, was bei berechneten 150,1V im Erwarteten (Toleranz der Zenerdioden +/- 5%) liegt. Analog dazu betrug die Spannung an der Basis von Q903 noch 80V bei berechneten 82V, die Messung also auch hier erfolgreich.

Zum weiteren Testen wurden die Kondensatoren C917 und C981 jeweils mit einem parallel geschalteten Widerstand mit 33kOhm versehen. Diese fungieren als Entladewiderstände, über die sich die doch gefährlich hohe Spannung im Kondensator wenige Sekunden nach dem Ausschalten der Netzversorgung komplett abbauen kann.

Nachdem dem Einlöten und kurzer Funktionskontrolle der Treiber-Transistoren Q901 und Q903 wurden nun die beiden Leistungstransistoren Q902 und Q904 eingebaut. Am Emitter von Q902 lagen im Leerlauf nun ca. 150V an, was einen leichten, aber unproblematischen Spannungsabfall an der Basisstrecke bedeutet. Beim Belastungstest mit R=2,5kOhm ergab sich ein Spannungsverlust von etwa ½ Volt, was eine hinreichende Stabilität der Schaltung bedeutet.

Über dem Kondensator C919 (und damit am Emitter von Q904) lagen im Leerlauf 79V an, welche im Belastungfall um etwa ½ Volt niedriger lagen. Auch dieses Ergebnis kann als Erfolg gewertet werden.

-150V

Auch hier wurde dem Kondensator C920 aus Sicherheitsgründen ein Entladewiderstand, diesmal mit R=100kOhm, parallelgeschaltet.

Die gemessene Leerlauf-Spannung über C920 zeigte eine zu große Welligkeit, die mit etwa 54V ein Vielfaches der berechneten Welligkeit von 15V betrug. Als Grund wurde rasch ein Flüchtigkeitsfehler in den Berechnungen gefunden; der im Normal- und Überspannungsfall anzunehmende Strom wurde versehentlich mit 0,5 mA anstatt mit 2,4mA eingesetzt. Dieser Fehler resultierte in einem deutlich zu klein dimensionierten C920, und damit in der großen Welligkeit.

Die korrekte Rechnung für den Siebelko lautet also:

$$C = 20\ ms * 2{,}4\ mA / 15V = 3{,}2\ uF$$

Damit bietet sich ein Kondensator mit C = 3,3 uF an. Die nun realisierte Lösung ist etwas provisorisch, da der Kondensator mit seiner Spannungsfestigkeit von 250V schon nahe am Grenzbereich betrieben wird (bei Überspannung bis zu 241V). Für zukünftige Konstruktionen sollte hier ein etwas großzügiger dimensioniertes Bauteil verwendet werden.

Nach einsetzten des größeren Kondensators zeigte die Schaltung dann das erwünschte Verhalten, und gab im Leerlauf eine Spannung von –150V ab.

+750V

Um die Platine nach dem Ausschalten möglichst rasch wieder berührungssicher zu bekommen, erhielten die beiden Kondensatoren C924 und C925 jeweils einen 100kOhm Entladewiderstand.

Mangels Verfügbarkeit der eigentlich vorgesehenen Dioden wurde auf Ersatzbauteile zurückgegriffen, welche zwar geringfügig teurer waren, aber technisch gleichwertig. Die etwas höheren Kosten können bei Einzelproduktion oder Kleinstserie getrost in Kauf genommen werden, bei einer Großfertigung sähe das schon ein wenig anders aus.

Die gemessene Leerlaufspannung betrug nun 784V, was etwa 4,5% über dem Soll liegt. Dieser Wert ist noch knapp im gültigen Toleranzbereich von +/-5% (= Toleranz der Zenerdioden) und sollte der daraus gespeisten Schaltung keine Probleme bereiten.

Während am „Regler"-Eingang eine Welligkeit von etwa 170V gemessen wurde, betrug dieser Ripple am Ausgang lediglich noch 2,6V.

Im Testbetrieb wurden die beiden MTK-Kondensatoren C924 und C925 nach wenigen Minuten bereits sehr warm, und zeigten ein leichtes, aber deutlich vernehmbares „sirren". Vermutliche Ursache sind die Verluste in den Kondensatoren, die aus dem ständigen Umladen mit der Netzfrequenz resultieren. Hierbei wird das Dielelektrikum mechanisch verformt, was zu dem vernehmbaren Sirrgeräusch führt. Die damit verrichtet mechanische Arbeit führt zu Reibungsverlusten, die sich dann in der Erwärmung des Kondensators äußern.

Ein Wechsel auf verlustärmere Polypropylen-Typen der gleichen Kapazität brachte etwas Besserung. Dennoch betrug die gemessene Temperatur nach wenigen Minuten bereits wieder über 70°C. Ein weiterer Umstieg, diesmal auf Polypropylen-Kondensatoren eines anderen Herstellers mit 1uF

Kapazität bei 630V Spannungsfestigkeit, reduzierte nochmals die Wärmeentwicklung. Das sirrende Geräusch war zwar weiterhin noch wahrzunehmen, wurde jedoch nicht als störend oder bedenklich eingestuft.