

**Projektarbeit an der Zweijährigen Fachschule der August Bebel Schule in Offenbach,
Fachrichtung Elektrotechnik mit dem Schwerpunkt
Energietechnik u. Prozeßautomatisierung**

Entwicklung eines 1,1 kW-Schaltnetzteils zur Versorgung einer unterbrechungsfreien Stromversorgung



Entwickler: Georg Braun

Hans-Dieter Schlembach

Betreuer: Johannes Böhner

Lohr, den 05.02.2001

1	EINLEITUNG	5
2	AUSWAHL DES SCHALTUNGSPRINZIPS	6
2.1	Prinzipschaltungen von Schaltnetzteilen	6
2.1.1	Eintakt-Sperrwandler	6
2.1.1.1	Prinzipschaltbild	6
2.1.1.2	Vorteile	6
2.1.1.3	Nachteile	6
2.1.2	Eintakt-Durchflußwandler	6
2.1.2.1	Prinzipschaltbild	6
2.1.2.2	Vorteile	6
2.1.2.3	Nachteile	7
2.1.3	Gegentakt-Durchflußwandler	7
2.1.3.1	Prinzipschaltbild	7
2.1.3.2	Vorteile	7
2.1.3.3	Nachteile	7
2.2	Gewählte Schaltung	8
3	AN DAS PROJEKT GESTELLTE ANFORDERUNGEN	9
3.1	Mechanische Anforderungen	9
3.2	Elektrische Anforderungen	9
3.3	Vorgreifende Berechnungen	9
3.3.1	Eingangsspannung	9
3.3.2	Eingangsleistung	10
3.3.3	Eingangsstrom	10
3.3.4	Zwischenkreisspannung	10
4	AUSWAHL UND ECKDATEN DER BAUTEILE UND KÜHLKÖRPER	11
4.1	Eingangssicherung	11
4.2	Stromkompensierte Entstördrossel	11
4.3	Eingangsgleichrichter	11
4.3.1	Verlustleistungsberechnung	11
4.3.2	Dimensionierung des Kühlkörpers	12
4.4	Zwischenkreiskondensator	12
4.5	Einschaltstrombegrenzung	13
4.5.1	Stoßstrom bei kalten NTC's	13
4.5.2	Stoßstrom bei heißen NTC's	13
4.5.3	Überprüfung des Grenzlast-Integrals	13
4.6	Auslegung des Gegentaktübertragers	14
4.6.1	Auswahl und Kenngrößen des Übertragerkernes	14
4.6.2	Verlustleistung	14
4.6.3	Berechnung der minimalen primären Windungszahl	15
4.6.4	Berechnung der sekundären Windungszahl	15
4.6.5	Bestimmung des tatsächlichen Übersetzungsverhältnisses	16
4.6.6	Berechnung des maximalen Primärstromes	16

4.6.7	Bestimmung der Drahtquerschnitte	17
4.6.7.1	Primäre Drahtquerschnitte	17
4.6.7.2	Sekundäre Drahtquerschnitte	17
4.6.8	Bestimmung der Kupferverluste des Gegentaktübertragers	17
4.6.8.1	Mittlere Windungslängen und effektiver Drahtquerschnitt	17
4.6.8.2	Kupferverluste der primären Wicklung	18
4.6.8.3	Kupferverluste der sekundären Wicklung	18
4.6.9	Wicklungsaufbau des Übertragers	18
4.7	Gegentakttransistoren	19
4.7.1	Spannungsfestigkeit	19
4.7.2	Durchlaßverluste	19
4.7.3	Schaltverluste	20
4.7.3.1	Verluste durch die Ausgangskapazität	20
4.7.3.2	Kommutierungsverluste	20
4.7.4	Gesamtverlustleistung der Gegentaktschalter	21
4.7.5	Bestimmung des Kühlkörpers für die Gegentaktschalter	21
4.8	Dimensionierung des Temperaturschalters	22
4.9	Ausgangsgleichrichter	22
4.9.1	Minimale Sperrspannung	22
4.9.2	Betrachtung der Verluste	22
4.9.2.1	Vergleich der Datenblattwerte	22
4.9.2.2	Berechnung der Verluste	22
4.9.3	Bestimmung des Kühlkörpers für den Ausgangsgleichrichter	23
4.10	Dimensionierung der Speicherdrossel	24
4.10.1	Berechnung der erforderlichen Windungszahl	24
4.10.2	Berechnung der maximalen Durchflutung	24
4.10.3	Berechnung der Kupferverluste	25
4.10.4	Berechnung der Eisenverluste	25
4.11	Dimensionierung des Trafos zur Steuerspannungserzeugung	26
4.11.1	Berechnung der benötigten Gate-Steuerleistung	26
4.11.2	Leistungsaufnahme der Steuerelektronik	26
4.11.3	Verlustleistung des Spannungsreglers 7815	26
4.11.4	Benötigte Leistung des Steuertrafos	26
4.12	Verlustleistung der Grundlast	27
4.13	Gerätelüfter	27
5	BERECHNUNG DER GESAMTVERLUSTE	27
5.1	Addition der Teilverluste	27
5.2	Berechnung des Wirkungsgrades	27
6	STROMLAUFPLAN UND FUNKTIONSBESCHREIBUNG	28
6.1	Stromlaufplan	28
6.2	Funktionsbeschreibung	29
6.2.1	Pfad des Energieflusses	29
6.2.2	Pulsweitenmodulator	29
6.2.3	Spannungsregler	30

7	ERLÄUTERUNG ZU DEM PWM-BAUSTEIN UC 3825	31
7.1	Das Blockschaltbild des UC3825	31
7.2	Beschreibung der Funktionsblöcke	32
7.2.1	Funktionsblock 1: Fehlerverstärker	32
7.2.2	Funktionsblock 2: PWM-Komparator	32
7.2.3	Funktionsblock 3: Oszillator	32
7.2.4	Funktionsblock 4: Oder-Verknüpfung	32
7.2.5	Funktionsblock 5: Latch zur PWM-Erzeugung	32
7.2.6	Funktionsblock 6: Toggel-Flipflop zur Erzeugung des Gegentaktsignals	32
7.2.7	Funktionsblock 7: Ausgangstreiber	32
7.2.8	Funktionsblock 8: Überstromerkennung	33
7.2.9	Funktionsblock 9: Überwachung der Versorgungsspannung	33
7.2.10	Funktionsblock 10: Erzeugung der Referenzspannung	33
7.2.11	Funktionsblock 11: Softstarteinrichtung	33
7.2.12	Funktionsblock 12: Interne Hilfsspannungserzeugung	33
7.2.13	Funktionsblock 13: Überwachung der Referenzspannung	33
7.2.14	Funktionsblock 14: Freischaltung des Bausteins	33
8	LEITERPLATTENENTWURF UND PLAZIERUNG DER BAUTEILE	34
8.1	Behandlung der Spannungsabstände	34
8.2	Layout's	35
8.2.1	Layout der Bestückungsseite	35
8.2.2	Layout der Lötseite	36
8.3	Stückliste und Bestückungsdrucke	37
8.3.1	Stückliste	37
8.3.2	Bestückungsdruck der Bestückungsseite	39
8.3.3	Bestückungsdruck der Lötseite	40
9	INBETRIEBNAHME	41
9.1	Auflistung der benutzten Meß- und Hilfsmittel	41
9.2	Inbetriebnahmemessungen	41
9.2.1	Überprüfung der Steuersignale	41
9.2.2	Untersuchung der Ausgangsspannung im Leerlauf und unter Nennlast	42
9.2.2.1	Höhe der Ausgangsspannung	42
9.2.2.2	Welligkeit der Ausgangsspannung	42
9.2.2.3	Aufbau der Ausgangsspannung beim Einschalten	42
9.2.3	Aufnahme der Ströme und Spannungen an den Gegentaktschaltern	43
9.2.4	Messung des Ausgangsstroms des Eingangsgleichrichters	44
9.2.5	Leistungsaufnahme und Wirkungsgrad des Netzteiles	44
9.2.5.1	Messung der Leistungsaufnahme	44
9.2.5.2	Überprüfung des Wirkungsgrades	44
9.3	Thermographische Aufnahme unter Nennlast	45
9.4	Gewonnene Erkenntnisse	46
10	ANLAGEN	47
10.1	Quellenverzeichnis	47
10.2	Abbildungsverzeichnis	48

1 Einleitung

Schaltnetzteile (SNT) lösen in zunehmendem Maße herkömmliche Stromversorgungen ab. Die Vorteile liegen in der hohen Leistungsdichte, dem niedrigen Gewicht und der möglichen Integration von Schutzmaßnahmen wie z. B. eines Kurzschlußschutzes. Vor allem bei hohen Ausgangsleistungen ist der Einsatz eines SNT's trotz des komplexeren Aufbaus sinnvoll, da Bauvolumen und Gerätegewicht im Vergleich zu herkömmlichen Netzteilen drastisch gesenkt werden.

Die benötigten Bauteile sind dank moderner Fertigungstechniken leicht und vergleichsweise preiswert zu beschaffen.

In dieser Projektarbeit beschäftigen sich die Studierenden mit der Entwicklung und der Anfertigung einer Konstantspannungsquelle mit einer Ausgangsgleichspannung von 55V und einer Ausgangsleistung von 1,1kW.

Die Versorgungseinheit soll als Schaltnetzteil ausgeführt werden. Sie dient zur Speisung einer USV-Anlage (Unterbrechungsfreie Strom-Versorgung) im Online-Betrieb. Online bedeutet hierbei, daß die sinusförmige Ausgangsspannung ($230V_{RMS}$) ständig über den mit Gleichspannung gespeisten Wechselrichter erzeugt wird. Das versorgende Schaltnetzteil muß somit die volle Ausgangsleistung der USV-Anlage liefern und entsprechend leistungsfähig gestaltet sein. Durch Pufferbatterien, die direkt mit dem Ausgang des SNT's verbunden sind, wird bei Netzausfall der Wechselrichter unterbrechungsfrei mit Energie versorgt.

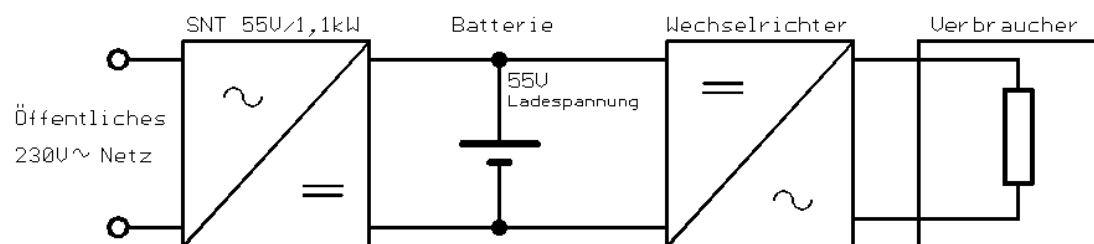


Abb. 1 Prinzipschaltung Online-USV

Für das Verständnis der folgenden Ausführungen ist die Kenntnis der Grundlagen der Elektrotechnik und Leistungselektronik Voraussetzung. Aufgrund des komplexen Themas kann in dieser Arbeit auf die durch den Betrieb eines Schaltnetzteiles entstehenden Auswirkungen, wie z.B. Funkstörungen und deren Dämpfung, nur in einem begrenzten Umfang eingegangen werden.

2 Auswahl des Schaltungsprinzips

2.1 Prinzipschaltungen von Schaltnetzteilen

2.1.1 Eintakt-Sperrwandler

2.1.1.1 Prinzipschaltbild

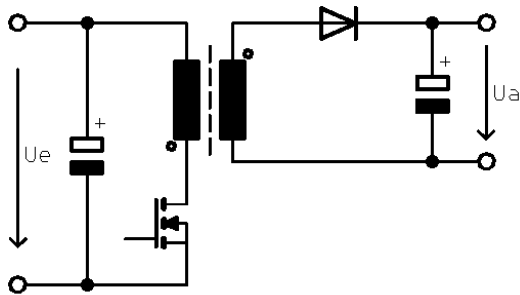


Abb. 2 Prinzipschaltung Eintakt-Sperrwandler

2.1.1.2 Vorteile

- Einfacher Aufbau und daher preisgünstig.
- Nur ein induktives Bauteil.
- Mehrere Ausgangsspannungen gut regelbar.

2.1.1.3 Nachteile

- Großer Trafo mit Luftspalt erforderlich.
- Hohe Wirbelstromverluste im Bereich des Luftspaltes.
- Für Ausgangsleistungen bis ca. 250W.
- Hoher Aufwand zur Funkentstörung.

2.1.2 Eintakt-Durchflußwandler

2.1.2.1 Prinzipschaltbild

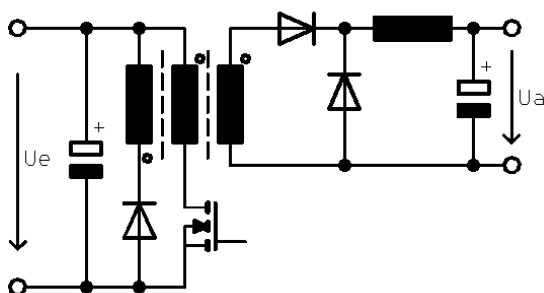


Abb. 3 Prinzipschaltung Eintakt-Durchflußwandler

2.1.2.2 Vorteile

- Höherer Leistungsbereich gegenüber dem Sperrwandler.
- Einfache Ansteuerelektronik.
- Für Ausgangsleistungen bis ca. 600W geeignet.

2.1.2.3 Nachteile

- 2 induktive Bauteile nötig.
- Entmagnetisierungswicklung für den Übertrager notwendig.
- Große Ausgangsdrossel erforderlich.
- Mehrere Ausgangsspannungen nur mit hohem Aufwand regelbar.
- Mittlerer Aufwand zur Funkentstörung.

2.1.3 Gegentakt-Durchflußwandler

2.1.3.1 Prinzipschaltbild

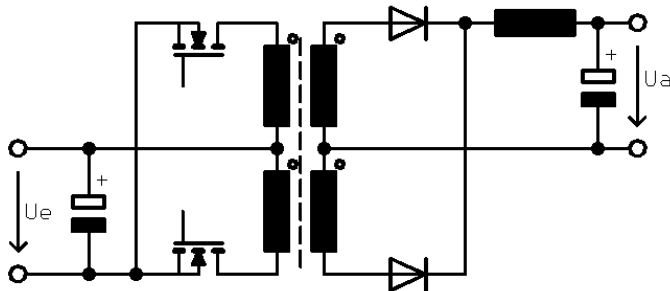


Abb. 4 Prinzipschaltung Gegentakt-Durchflußwandler

2.1.3.2 Vorteile

- Nur eine kleine Drossel notwendig.
- Ausgangsleistungen bis in den Kilowattbereich möglich.
- Geringer Funkentstöraufwand notwendig.

2.1.3.3 Nachteile

- 2 induktive Bauelemente nötig.
- Aufwendige Wicklungen erforderlich.
- Symmetrische Ansteuerung der Gegentakttransistoren zwingend erforderlich.

2.2 Gewählte Schaltung

Nach Abwägung der Vor- und Nachteile der einzelnen Schaltungsprinzipien und der Verfügbarkeit von Bauteilen wurde die Entscheidung getroffen, das Netzteil als Gegentakt-Durchflußwandler zu konzipieren.

Aufgrund der Schaltungstopologie ist ein höherer Energietransfer bei kleinerer Baugröße des Übertragers möglich. Nachteile hinsichtlich der aufwendigeren Wicklungsgestaltung und der strikten Einhaltung von symmetrischer Ansteuerung der Transistoren können kompensiert werden. Mit entsprechender Fachkenntnis ist auch ein aufwendiger Wicklungsaufbau unproblematisch auszuführen. Moderne Steuerbausteine bieten hinsichtlich der Anforderung nach symmetrischer Ansteuerung eine ausreichend hohe Funktionalität.

Die Ausarbeitung der Schaltungsdimensionierung wird in den nachfolgenden Kapiteln dargestellt. Die Schaltungsauslegung stütze sich hierbei auf das nachfolgend dargestellte Blockschaltbild.

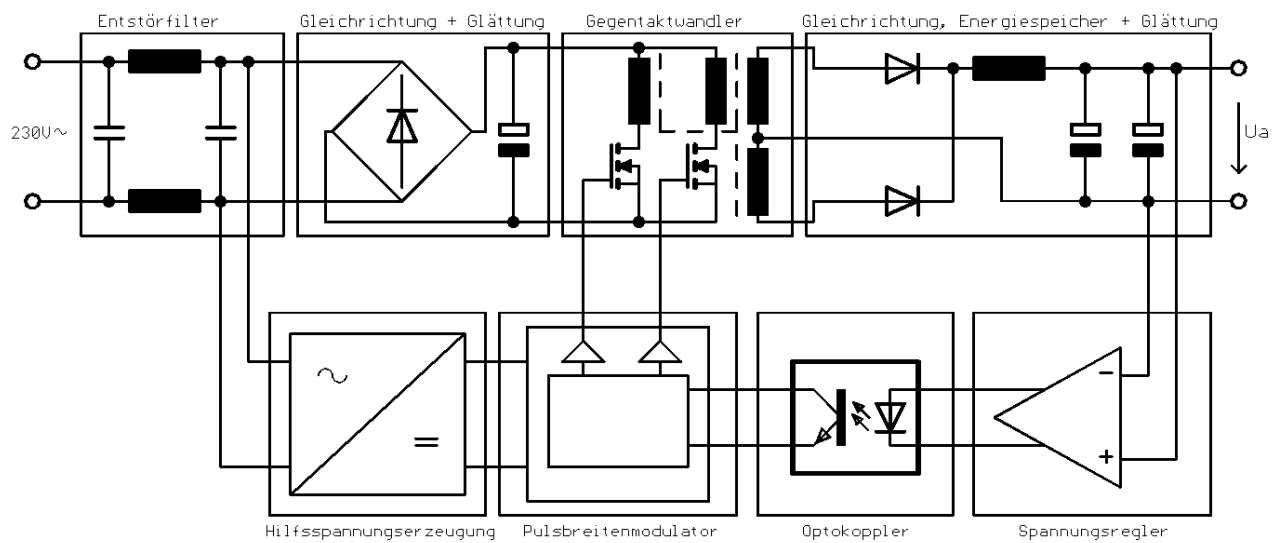


Abb. 5 Blockschaltbild Gegentakt-Durchflußwandler

Da diese Projektarbeit von der elektronischen Konzeption eines Netzteiles handelt, wurde auf die mechanischen Konstruktions- und Arbeitsabläufe nicht näher eingegangen. Jedoch sind auch das Gehäuse und die Isolier- und Luftleitfolien im Selbstbau angefertigt worden.

3 An das Projekt gestellte Anforderungen

3.1 Mechanische Anforderungen

- Angestrebte mechanische Abmessungen von 200mm x 160mm x 95mm (l x b x h) nicht überschreiten.
- Die Abgangsrichtung der Ausgangsklemmen ist festgelegt.
- Die Position des Lüfters zur Kühlung der Leistungselektronik ist festgelegt.
- Die mechanischen Kriterien sind festgelegt, da das Netzteil in ein vorhandenes Gehäuse als Baugruppe implementiert werden soll.

3.2 Elektrische Anforderungen

- Der Netzteilausgang muß kurzschlußfest sein.
- Die Ausgangsspannung U_{AUS} soll DC 55V \pm 2% betragen.
- Der maximale Ausgangsstrom I_{AUS} soll 20A betragen.
- Der minimale Ausgangsstrom I_{AUS_min} beträgt 0,7A. (Minimaler Eingangsstrom des Wechselrichters)
- Die maximale Ausgangsleistung P_{AUS} beträgt 1,1kW.
- Der Wirkungsgrad η soll 0,9 nicht unterschreiten.
- Die Eingangsspannung U_{EIN} beträgt AC 230V + 10% u. - 20% bei 50 – 60 Hz.
- Thermischer Überlastschutz bei einer maximalen Umgebungstemperatur von 45°C.

3.3 Vorgehende Berechnungen

3.3.1 Eingangsspannung

- Minimale effektive Eingangsspannung:

$$U_{EIN_min} = U_{EIN} - 20\% = 230V - 46V = 184V_{RMS}$$

- Maximale effektive Eingangsspannung:

$$U_{EIN_max} = U_{EIN} + 10\% = 230V + 23V = 253V_{RMS}$$

- Minimaler Eingangsspannungsscheitelwert:

$$U_{EIN_Scheitel_min} = U_{EIN_min} * \sqrt{2} = 184V * \sqrt{2} = 260V_{peak}$$

- Maximaler Eingangsspannungsscheitelwert:

$$U_{EIN_Scheitel_max} = U_{EIN_max} * \sqrt{2} = 253V * \sqrt{2} = 358V_{peak}$$

3.3.2 Eingangsleistung

- Nennleistungsaufnahme:

$$P_{\text{EIN}} = \frac{P_{\text{AUS}}}{\eta} = \frac{1,1\text{kW}}{0,9} = 1,23\text{kW}$$

3.3.3 Eingangsstrom

- Minimaler Eingangsstrom:

$$I_{\text{EIN_min}} = \frac{P_{\text{EIN}}}{U_{\text{EIN_max}}} = \frac{1,23\text{kW}}{253\text{V}_{\text{RMS}}} = 4,86\text{A}_{\text{RMS}}$$

- Maximaler Eingangsstrom:

$$I_{\text{EIN_max}} = \frac{P_{\text{EIN}}}{U_{\text{EIN_min}}} = \frac{1,23\text{kW}}{184\text{V}_{\text{RMS}}} = 6,69\text{A}_{\text{RMS}}$$

3.3.4 Zwischenkreisspannung

Hinweis: Die Dimensionierung von C_{ZK} ist unter Kapitel 4.4 erläutert.

- Minimale Zwischenkreisspannung:

$$U_{\text{ZK_min}} = \sqrt{U_{\text{EIN_Scheitel_min}}^2 - \frac{P_{\text{EIN}}}{C_{\text{ZK}} * f_{\text{NETZ}}}} = \sqrt{(260\text{V}_{\text{peak}})^2 - \frac{1,23\text{kW}}{1120\text{uF} * 50\text{Hz}}} = 213\text{V}_{\text{AV}}$$

- Maximale Zwischenkreisspannung:

$$U_{\text{ZK_max}} = \sqrt{U_{\text{EIN_Scheitel_max}}^2 - \frac{P_{\text{EIN}}}{C_{\text{ZK}} * f_{\text{NETZ}}}} = \sqrt{(358\text{V}_{\text{peak}})^2 - \frac{1,23\text{kW}}{1120\text{uF} * 50\text{Hz}}} = 325\text{V}_{\text{AV}}$$

4 Auswahl und Eckdaten der Bauteile und Kühlkörper

4.1 Eingangssicherung

$I_{\text{EIN_max}} = 6,69 \text{A}_{\text{RMS}}$ daraus folgt, daß eine Sicherung mit dem Normwert von 10A erforderlich ist.

Die Wahl der Sicherungsgröße muß bei der Inbetriebnahme aufgrund der Einschaltströme überprüft werden.

4.2 Stromkompensierte Entstördrossel

Die Dimensionierung der stromkompensierten Entstördrossel wurde durch den Eingangsstrom und nach der Empfehlung des EMV-Beauftragten der Fa. Indramat mit 8A_{RMS} und 5mH festgelegt.

4.3 Eingangsgleichrichter

$$U_{\text{EIN_max}} = U_{\text{Anschluß_Gleichrichter}} = 253 \text{V}_{\text{RMS}}$$

Die minimale Anschlußspannung des Gleichrichters wurde auf den höheren Normwert von $280 \text{V}_{\text{RMS}}$ festgelegt.

$$I_{\text{AUS_Gleichrichter_max}} = \frac{P_{\text{EIN}}}{U_{\text{ZK_min}}} = \frac{1230 \text{W}}{213 \text{V}} = 5,77 \text{A}_{\text{AV}}$$

Daraus folgt, daß der Gleichrichter einen Ausgangsstrom von mindestens $5,77 \text{A}_{\text{AV}}$ bei einer Temperatur von 45°C liefern können muß. Der vorerst gewählte Gleichrichter KBU12G kann nach Datenblatt mit einer Ausgangskapazität von 2500µF belastet werden und bei einer Temperatur von 50°C einen Strom von $7,4 \text{A}_{\text{AV}}$ führen. Bei einer Anschlußspannung von $280 \text{V}_{\text{RMS}}$ ist laut Datenblatt ein $1,6 \Omega$ Widerstand zur Stoßstrombegrenzung nötig. Da der Gleichrichter auf eine kapazitive Last arbeitet, wurde für die Verlustleistungsberechnung der Formfaktor F mit 3 angesetzt.

4.3.1 Verlustleistungsberechnung

Aus dem Datenblatt des Gleichrichters KBU12A..M wurden folgende Werte entnommen:

- $U_{\text{F}} = 0,850 \text{V}$ bei 3A_{AV}
- $U_{\text{F1}} = 0,825 \text{V}$ bei 2A_{AV}
- $U_{\text{F2}} = 0,869 \text{V}$ bei 5A_{AV}

$$r_{\text{F}} = \frac{U_{\text{F2}} - U_{\text{F1}}}{I_{\text{F2}} - I_{\text{F1}}} = \frac{(0,869 - 0,825) \text{V}}{(5 - 2) \text{A}} = 14,67 \text{m}\Omega$$

$$I_{\text{Diode}} = \frac{I_{\text{AUS_Gleichrichter_max}}}{2} = \frac{5,77 \text{A}}{2} = 2,885 \text{A}_{\text{AV}}$$

$$P_{\text{V_Diode}} = U_{\text{F}} * I_{\text{Diode}} + r_{\text{F}} * (I_{\text{Diode}} * F)^2 = 0,85 \text{V} * 2,885 \text{A}_{\text{AV}} + 14,67 \text{m}\Omega * (2,885 \text{A}_{\text{AV}} * 3)^2 = 3,55 \text{W}$$

$$P_{\text{V_Gleichrichter}} = 4 * P_{\text{V_Diode}} = 4 * 3,55 \text{W} = 14,2 \text{W}$$

4.3.2 Dimensionierung des Kühlkörpers

Aus dem Datenblatt des Gleichrichters KBU12A..M wurden folgende Werte entnommen:

- $T_{J_max} = 150^{\circ}\text{C}$
- $R_{th_{JC}} = 3,3\text{K/W}$

Vorgabe:

- $T_{Umgebung_max} = 45^{\circ}\text{C}$

Hinweis: Der im Datenblatt angegebene $R_{th_{JC}}$ bezieht sich auf einen einzelnen PN-Übergang bzw. auf eine einzelne Diode des Gleichrichters.

$$\Delta T_{Diode} = R_{th_{JC}} * P_{V_Diode} = 3,3 \frac{\text{K}}{\text{W}} * 3,55\text{W} = 11,72\text{K}$$

$$T_{Case_max} = T_{J_max} - \Delta T_{Diode} = (150 - 11,72)^{\circ}\text{C} = 138,28^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta T_{Kühlkörper_max} = T_{Case_max} - T_{Umgebung_max} = (138,28 - 45)^{\circ}\text{C} = 93,28^{\circ}\text{C}$$

$$R_{th_{Kühlkörper}} = \frac{\Delta T_{Kühlkörper_max}}{P_{V_Gleichrichter}} = \frac{93,28\text{K}}{14,2\text{W}} = 6,57 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Der Wärmewiderstand des eingesetzten Kühlkörpers beträgt unbelüftet 5,8K/W. Er bietet somit genügend Reserve für einen sicheren Betrieb des Gleichrichters und erfordert keine Berücksichtigung des $R_{th_{Case-Kühlkörper}}$.

Als Eingangsgleichrichter wurde der Brückengleichrichter KBU12J ausgewählt. Laut Datenblatt ist der G-Typ ausreichend, aber der J-Typ gewährleistet zusätzlich eine Sicherheit gegen Spannungsspitzen. Eine Anpassung der Zwischenkreiskondensatoren und des Strombegrenzungswiderstandes mußte nicht erfolgen. Die Betriebswerte wie z.B. die Anschlußspannung bleiben erhalten, so daß keine neuen Berechnungen erforderlich sind.

4.4 Zwischenkreiskondensator

$$U_{Kond_max} = U_{EIN_Scheitel_max} = 358\text{V} \quad \text{daraus folgt, daß ein 400V Normtyp erforderlich ist.}$$

Die Kapazität des Zwischenkreiskondensators wurde durch die Baugröße und das maximal zulässige Grenzlast-Integral des Eingangsgleichrichters bestimmt. Auf der Leiterkarte ist Platz für zwei Kondensatoren mit je 560uF vorhanden. Der max. zulässige Ladekondensator beträgt für den eingesetzten Gleichrichter bei 280V_{RMS} Anschlußspannung 2500uF. Es konnten somit zwei Kondensatoren mit 560uF und 400V in Parallelschaltung eingesetzt werden.

$$C_{ZK} = 2 * 560\mu\text{F} = 1120\mu\text{F}$$

4.5 Einschaltstrombegrenzung

Zur Begrenzung des Einschaltstromstoßes wird nach Datenblatt des Gleichrichters ein minimaler Schutzwiderstand von $1,6\Omega$ bei $280V_{RMS}$ Anschlußspannung benötigt. Bei einer maximalen Eingangsspannung von $253V_{RMS}$ resultiert hieraus ein Stromstoß von ca. $224A_{peak}$.

Um den Gleichrichter und die Eingangssicherung zu entlasten, wurden 2 NTC's in Reihenschaltung zur Stoßstrombegrenzung eingesetzt. Ausgewählt wurde der NTC Typ S364 mit 4Ω Kaltwiderstand. Die Impedanz des Speisernetzes R_{Netz} wurde mit $0,6\Omega$, der Kreiswiderstand R_{Kreis} des Netzteileinganges mit $0,42\Omega$ angenommen.

Aus dem Datenblatt des NTC's wurden folgende Werte entnommen:

- $R_{NTC_{25}} = 4\Omega -20\%$
- Parameter $k = 1,2$
- Parameter $n = -1,34$

Datenblattgrenzwerte des Gleichrichters KBU12A..M:

- $I_{FSM} = 300A_{peak}$
- $i^2dt = 375A^2s$

4.5.1 Stoßstrom bei kalten NTC's

$$I_{FSM_{25}} = \frac{U_{EIN_Scheitel_max}}{R_{Netz} + R_{Kreis} + 2 * R_{NTC_{25}}} = \frac{358V}{(0,6 + 0,42 + 2 * 3,2)\Omega} = 48,25A_{peak}$$

4.5.2 Stoßstrom bei heißen NTC's

$$R_{NTC_heiß} = k * I_{EIN_max}^n = 1,2 * 6,69A^{-1,34} = 0,094\Omega$$

$$I_{FSM_heiß} = \frac{U_{EIN_Scheitel_max}}{R_{Netz} + R_{Kreis} + 2 * R_{NTC_heiß}} = \frac{358V}{(0,6 + 0,42 + 2 * 0,094)\Omega} = 296,36A_{peak}$$

4.5.3 Überprüfung des Grenzlast-Integrals

$$\int i^2 dt = \frac{1}{2} * \frac{U_{EIN_Scheitel_max}^2 * C_{ZK}}{R_{Netz} + R_{Kreis} + 2 * R_{NTC_heiß}} = \frac{1}{2} * \frac{358V^2 * 1120\mu F}{(0,6 + 0,42 + 2 * 0,094)\Omega} = 59,42A^2s$$

Da alle Parameter innerhalb der spezifizierten Datenblattgrenzwerte des Gleichrichters liegen, konnte die gewählte Schutzbeschaltung eingesetzt werden. Die Überschreitung der im Datenblatt des NTC's spezifizierten maximalen Kapazität des Ladekondensators in Höhe von $1000\mu F$ konnte durch den Einsatz von zwei NTC's in Reihenschaltung abgefangen werden. Die entstehende Stoßleistung wird auf zwei Bauelemente verteilt und ermöglicht so den Betrieb mit größerer Zwischenkreis Kapazität.

4.6 Auslegung des Gegentaktübertragers

4.6.1 Auswahl und Kenngrößen des Übertragerkernes

Für die Übertragung der benötigten Leistung ($P \approx 1,23\text{kW}$) standen 3 Kerngrößen mit verschiedenen Kennfrequenzen zur Auswahl.

Folgende Richtwerte konnten aus dem Datenbuch ¹ entnommen werden:

- ETD 44/N67 P bei 100kHz = 1,167kW bei 300kHz = 1,89kW
Die benötigte Leistung konnte nur bei f_{\max} übertragen werden, hieraus ergaben sich zu hohe Eisen- und Schaltverluste.
- ETD 49/N27 P bei 25kHz = 0,576kW bei 100kHz = 1,25kW
Die benötigte Leistung konnte nur bei f_{\max} übertragen werden, hieraus ergaben sich zu hohe Eisen- und Schaltverluste.
- ETD 49/N67 P bei 100kHz = 1,8kW bei 300kHz = 2,92kW
Dieser Kern hat ausreichende Reserven, um die geforderte Leistung zu übertragen. Er konnte verwendet werden.

4.6.2 Verlustleistung

Angaben aus dem Datenblatt zu ETD 49/N67:

- Dichte $\rho = 4800\text{kg/m}^3$
- Masse $m_{\text{Fe}} = 124\text{g}$
- $R_{\text{thETD49}} = 8\text{K/W}$

Vorgaben:

- $T_{\text{Umgebung}} = 45^\circ\text{C}$
- $\Delta T_{\max} = 45\text{K}$ (Temperaturhub des Kerns)
- $f_{\text{Schalt}} = 80\text{kHz}$
- $P_{\text{V_Cu}} = P_{\text{V_Fe}}$

$$P_{\text{V_Übertrager}} = P_{\text{V_Cu}} + P_{\text{V_Fe}} \quad \text{bzw.} \quad P_{\text{V_Übertrager}} = \frac{\Delta T}{R_{\text{thETD49}}} = \frac{45\text{K}}{8 \frac{\text{K}}{\text{W}}} = 5,63\text{W}$$

$$P_{\text{V_Fe}} = \frac{1}{2} * P_{\text{V_Übertrager}} = 2,82\text{W}$$

Hinweis: Da kein sinusförmiger, sondern ein rechteckiger Stromverlauf vorliegt, mußte noch ein Korrekturfaktor K_{Form} in Höhe von 0,8 eingerechnet werden. Er dient zur Reduktion der anzusetzenden materialspezifischen Verlustleistung $P_{\text{V_Mat}}$ bzw. dem daraus resultierenden Flußdichtehub ΔB . Der Korrekturfaktor wurde dem Datenbuch ² entnommen.

$$P_{\text{V_Mat}} = K_{\text{Form}} * \frac{P_{\text{V_Fe}} * \rho}{m_{\text{Fe}}} = 0,8 * \frac{2,82\text{W} * 4800\text{kg}}{0,124\text{kg} * \text{m}^3} = 87,32 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

In der Kennlinie für N67 ist für ein $P_{\text{V_Mat}}$ von 87 kW/m^3 ein maximales ΔB kleiner als 110mT bei 80kHz und 100°C Materialtemperatur abzulesen. Für die weiteren Berechnungen wurde ein Wert von 105mT gewählt.

¹ Vgl. Ferrite und Zubehör, Firmenpublikation, 1994, S. 147

² Vgl. Ferrite und Zubehör, Firmenpublikation, 1994, S. 144

4.6.3 Berechnung der minimalen primären Windungszahl

Angaben aus dem Datenblatt zu ETD 49/N67:

- $A_{Fe_min} = 209\text{mm}^2$

Vorgaben:

- $f_{Schalt} = 80\text{kHz}$
- $t_{V_max} = 0,92$

Trafohauptgleichung: $U_0 = 4,44 * N * f * \Delta B * A_{Fe}$

Umgestellt nach N: $N = \frac{U_0}{4,44 * f * \Delta B * A_{Fe}}$ mit $f = \frac{1}{T}$ folgt $N = \frac{U_0 * T}{4,44 * \Delta B * A_{Fe}}$

Hinweis: Das maximale Tastverhältnis (t_{V_max}) beträgt 0,92 aufgrund der benötigten Einschaltverzögerung der Gegentakttransistoren zur Vermeidung von Symmetrierungsproblemen.

$$t_{EIN_max} = \frac{1}{f_{Schalt}} * t_{V_max} = \frac{1}{80\text{kHz}} * 0,92 = 11,5\mu\text{s}$$

$$N_{Primär} = \frac{U_{ZK_min} * t_{EIN_max}}{4,44 * \Delta B * A_{Fe_min}} = \frac{213\text{V} * 11,5\mu\text{s}}{4,44 * 105\text{mT} * 209\text{mm}^2} = 25,13 \text{ Windungen}$$

Die minimale primäre Windungszahl beträgt $2 * 26$ Windungen.

4.6.4 Berechnung der sekundären Windungszahl

Vorgaben:

- $U_{AUS} = 55\text{V}$
- $U_{ZK_min} = 213\text{V}$
- $f_{Schalt} = 80\text{kHz} / T = 12,5\mu\text{s}$
- $t_{V_max} = 0,92 / t_{EIN_max} = 11,5\mu\text{s}$

Annahmen:

- Der Spannungsabfall U_{Drop} über den Schalttransistoren und dem Strommeßwiderstand im Primärkreis des Übertragers beträgt maximal 7V.
- Der Spannungsabfall U_F über den Dioden des Ausgangsleichrichters beträgt maximal 1,8V.

Hinweis: Die Ausgangsdrossel des Schaltnetzteils wirkt als Spannungswandler mit der Eingangsspannung U_{DR} und der Ausgangsspannung U_{AUS} . U_{DR} ist die mit der Diodenflußspannung U_F verknüpfte sekundäre Ausgangsspannung $U_{TR_Sekundär}$ des Übertragers. Die Eingangsspannung des Übertragers wurde als $U_{TR_Primär}$ bezeichnet.

$$U_{TR_Primär} = U_{ZK_min} - U_{Drop} = 213\text{V} - 7\text{V} = 206\text{V}$$

$$\frac{t_{EIN}}{T} = \frac{U_{AUS}}{U_{DR}} \Rightarrow U_{DR} = \frac{T}{t_{EIN_max}} * U_{AUS} = \frac{12,5\mu\text{s}}{11,5\mu\text{s}} * 55\text{V} = 59,78\text{V}$$

$$U_{TR_Sekundär} = U_{DR} + U_F = 59,78\text{V} + 1,8\text{V} = 61,58\text{V}$$

$$\ddot{u}_{max} = \frac{U_{TR_Primär}}{U_{TR_Sekundär}} = \frac{206\text{V}}{61,58\text{V}} = 3,35$$

$$N_{\text{Sekundär}} = \frac{N_{\text{Primär}}}{\ddot{u}_{\text{max}}} = \frac{26}{3,35} = 7,76 \text{ Windungen}$$

Die sekundäre Windungszahl beträgt $2 * 8$ Windungen.

4.6.5 Bestimmung des tatsächlichen Übersetzungsverhältnisses

Anzahl der Primärwindungen $N_{\text{Primär}} = 26$
Anzahl der Sekundärwindungen $N_{\text{Sekundär}} = 8$

$$\ddot{u} = \frac{N_{\text{Primär}}}{N_{\text{Sekundär}}} = \frac{26}{8} = 3,25$$

4.6.6 Berechnung des maximalen Primärstromes

Angaben aus dem Datenblatt zu ETD 49/N67 :

- $A_{L_{\text{min}}} = 2910\text{nH}$

Vorgabe:

- $I_{\text{AUS}} = 20\text{A}$
- $t_{V_{\text{max}}} = 0,92 / t_{\text{EIN}_{\text{max}}} = 11,5\mu\text{s}$
- Der Stromverlauf wird rechteckig angenommen

$$L_{\text{Primär}} = N_{\text{Primär}}^2 * A_L = 26^2 * 2910\text{nH} = 1,97\text{mH}$$

Hinweis: Aufgrund der Gegentaktausführung des Übertragers ist jede Teilwicklung des Primärkreises nur für die Hälfte der maximalen Einschaltzeit $t_{\text{EIN}_{\text{max}}}$ bestromt. Dieser Umstand wurde durch den Faktor $K_{\text{Schaltung}}$ in der nachfolgenden Berechnung berücksichtigt.

$$\Delta I_{\text{magn}} = \frac{U_{\text{ZK}_{\text{min}}} * t_{\text{EIN}_{\text{max}}}}{L_{\text{Primär}} * K_{\text{Schaltung}}} = \frac{213\text{V} * 11,5\mu\text{s}}{1,97\text{mH} * 2} = 0,62\text{A}$$

$$I_{\text{Primär}_{\text{max}}} = I_{\text{AUS}} * \frac{N_{\text{Sekundär}}}{N_{\text{Primär}}} + \Delta I_{\text{magn}} = 20\text{A} * \frac{8}{26} + 0,62\text{A} = 6,77\text{A}$$

Der maximale Primärstrom beträgt 6,77A.

4.6.7 Bestimmung der Drahtquerschnitte

Angaben aus dem Datenblatt zu ETD 49/N67:

- Wickelraumquerschnitt $A_{WR} = 269,4\text{mm}^2$

Vorgaben:

- $A_{WR_Primär} = A_{WR_Sekundär} = 134,7\text{mm}^2$
- Füllfaktor $f_{Cu} = 0,25$ bis $0,5$ je nach Drahttyp und Lagenisulationsmaterial.
- Schaltungsfaktor $K_{Schaltung} = 2$ aufgrund der Gegentaktwicklung.

4.6.7.1 Primäre Drahtquerschnitte

$$A_{Cu_Primär} = \frac{A_{WR_Primär} * f_{Cu}}{K_{Schaltung} * N_{Primär}} = \frac{134,7\text{mm}^2 * 0,5}{2 * 26} = 1,295\text{mm}^2 \quad (\text{Querschnitt pro Windung})$$

Um die Auswirkungen des Skineffektes zu verringern, wurden mehrere Drähte parallel geschaltet. Für die Primärwicklungen wurden 3 Drähte mit einem Durchmesser von $0,75\text{mm}$, das entspricht einem Querschnitt von $1,32\text{mm}^2$, verwendet.

4.6.7.2 Sekundäre Drahtquerschnitte

$$A_{Cu_Sekundär} = \frac{A_{WR_Sekundär} * f_{Cu}}{K_{Schaltung} * N_{Sekundär}} = \frac{134,7\text{mm}^2 * 0,5}{2 * 8} = 4,21\text{mm}^2 \quad (\text{Querschnitt pro Windung})$$

Um die Auswirkungen des Skineffektes zu verringern, wurden mehrere Drähte parallel geschaltet. Für die Sekundärwicklungen wurden 10 Drähte mit einem Durchmesser von $0,75\text{mm}$, das entspricht einem Querschnitt von $4,41\text{mm}^2$, verwendet.

4.6.8 Bestimmung der Kupferverluste des Gegentaktübertragers

4.6.8.1 Mittlere Windungslängen und effektiver Drahtquerschnitt

Angaben aus dem Datenblatt zu ETD 49/N67:

Durchmesser des Spulenkörpers:	Innen	= 19,20mm	} Primäre Wicklung
	Mitte	= 27,45mm	
	Außen	= 35,70mm	

Mittlere Windungslänge:	Primärseitig	$l_{W_Primär} = 7,33\text{cm}$
	Sekundärseitig	$l_{W_Sekundär} = 9,9\text{cm}$

Effektiver Kupferquerschnitt des verwendeten Drahtmaterials:

$$A_{Cu_eff} = \frac{(d_{Draht} - 2 * t_{Lack})^2 * \pi}{4} = \frac{(0,75\text{mm} - 2 * 0,025\text{mm})^2 * \pi}{4} = 0,385\text{mm}^2$$

Hinweis: Für die Primär- und Sekundärwicklung wurde das gleiche Drahtmaterial verwendet. Aufgrund von thermischen Problemen wurden zu einem späteren Zeitpunkt die Wicklungen mit HF-Litze ausgeführt. Die Windungszahlen und Querschnitte der Wicklungen blieben jedoch erhalten. Weitere Erläuterungen hierzu können in Kapitel 9.4 nachgelesen werden.

4.6.8.2 Kupferverluste der primären Wicklung

Aus den zuvor berechneten und angenommen Werten ergeben sich folgende Parameter:

- $I_{W_Primär} = 7,33\text{cm}$
- $I_{W_Sekundär} = 9,9\text{cm}$
- $I_{Primär_max} = 6,77\text{A}$
- $A_{Cu_eff} = 0,385\text{mm}^2$
- $N_{Draht_Primär} = 3$ (Anzahl der parallel geschalteten Drähte; Primärwicklung)
- $N_{Draht_Sekundär} = 10$ (Anzahl der parallel geschalteten Drähte; Sekundärwicklung)

$$A_{Cu_eff_Primär} = N_{Draht_Primär} * A_{Cu_eff} = 3 * 0,385\text{mm}^2 = 1,15\text{mm}^2$$

$$R_{Cu_Primär} = \frac{I_{W_Primär} * N_{Primär}}{\chi * A_{Cu_eff_Primär}} = \frac{7,33\text{cm} * 26}{58 \frac{\text{m}}{\Omega * \text{mm}^2} * 1,15\text{mm}^2} = 28,57\text{m}\Omega \quad (\text{für eine Primärwicklung})$$

$$P_{V_Cu_Primär} = I_{Primär_max}^2 * R_{Cu_Primär} = (6,77\text{A})^2 * 28,57\text{m}\Omega = 1,31\text{W} \quad (\text{für beide Primärwicklungen})$$

4.6.8.3 Kupferverluste der sekundären Wicklung

$$A_{Cu_eff_Sekundär} = N_{Draht_Sekundär} * A_{Cu_eff} = 10 * 0,385\text{mm}^2 = 3,85\text{mm}^2$$

$$R_{Cu_Sekundär} = \frac{I_{W_Sekundär} * N_{Sekundär}}{\chi * A_{Cu_eff_Sekundär}} = \frac{9,9\text{cm} * 8}{58 \frac{\text{m}}{\Omega * \text{mm}^2} * 3,85\text{mm}^2} = 3,547\text{m}\Omega \quad (\text{für eine Sekundärwicklung})$$

$$P_{V_Cu_Sekundär} = (I_{Primär_max} * \ddot{u})^2 * R_{Cu_Sekundär} = (6,77\text{A} * 3,25)^2 * 3,547\text{m}\Omega = 1,72\text{W} \quad (\text{für beide Sek. - Wicklungen})$$

4.6.9 Wicklungsaufbau des Übertragers

Beide Teilwicklungen der Primär- und Sekundärwicklung wurden zur Vermeidung von Wicklungsasymmetrien und aufgrund der besseren Kopplung gleichzeitig und parallel gewickelt.

In die Primärwicklung wurde zusätzlich eine 0,1mm starke Lagenisolation aus Kaptonband eingebracht. Das Material weist eine Durchschlagsfestigkeit von 10kV/mm auf. Bei der sekundären Wicklung konnte auf eine Isolation der Lagen verzichtet werden.

Die Potentialtrennung zwischen der Primär- und Sekundärseite wurde über 5 Lagen 0,1mm starke Polyesterfolie realisiert. Diese Folie zeichnet sich durch eine Temperaturfestigkeit von bis zu 170°C und durch eine Durchschlagsfestigkeit von 15kV/mm¹ aus. Zur Isolation der Stoßkanten wurde die Folie gegenüber dem Spulenkörper breiter ausgeformt und an den Rändern eingeschnitten. Auf diese Weise wurde ein Anlegung und Überlappung der Folie an den Seitenwänden des Wicklungsträgers erreicht.

Nach Tränkung des Übertragers in Plastik 70 Acryllack und anschließender Aushärtung bestand das Wickelgut den Isolationstest mit einer Prüfspannung von 2800V_{RMS} erfolgreich. Die Prüfdauer betrug 1 Minute.

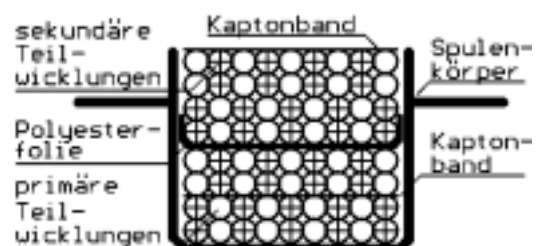


Abb. 6 Wicklungsaufbau

¹ Vgl. Elektrotechnik Tabellen Kommunikationselektronik, Braunschweig, Westermann Schulbuchverlag GmbH, 1996, S. 41

4.7 Gegentakttransistoren

4.7.1 Spannungsfestigkeit

Die maximale Drain-Source Spannung U_{DS_max} beträgt an den Schaltern unter Berücksichtigung der transformatorischen Kopplung der Teilwicklungen und durch die Streuinduktivität des Übertragers hervorgerufene Überspannungen in Höhe von ca. 10%, ca :

$$U_{DS_max} = 2 * U_{EIN_Scheitel_max} + 10\% = 2 * 358V_{peak} + 71,6V = 787,6V$$

Hinweis: Bei einem unbelastetem Ausgang kann die Zwischenkreisspannung bis auf die Höhe des Netzscheitels ansteigen. Die Spannungsfestigkeit wurde daher über $U_{EIN_Scheitel_max}$ bestimmt.

Aus dieser Berechnung geht hervor, daß mindestens 800V-Typen eingesetzt werden müssen. Zur Erhöhung der Betriebssicherheit wurden Schalter mit min. 900V Spannungsfestigkeit eingeplant.

Es standen zwei Bauteile zur Verfügung:

- | | | | |
|-------------|--|--|------------------------|
| • IXFX26N90 | $R_{DS_On(25^\circ C)} \approx 0,3\Omega$ | $R_{DS_On(125^\circ C)} \approx 0,54\Omega$ | $C_{DS} \approx 700pF$ |
| • 2SK1489 | $R_{DS_On(25^\circ C)} \approx 1,0\Omega$ | $R_{DS_On(125^\circ C)} \approx 1,84\Omega$ | $C_{DS} \approx 300pF$ |

4.7.2 Durchlaßverluste

Zur Berechnung der Durchlaßverluste wurden die primären Effektivströme bei maximaler und minimaler Zwischenkreisspannung benötigt.

Vorgaben :

- | | |
|---|------------------------|
| • $f_{Schalt} = 80kHz / T = 12,5\mu s$ | • $\ddot{u} = 3,25$ |
| • $t_{V_max} = 0,92 / t_{EIN_max} = 11,5\mu s$ | • $U_{AUS} = 55V$ |
| • $I_{Primär_max} = 6,77A$ | • $U_{ZK_max} = 325V$ |
| • $U_F = 1,8V$ (Flußspannung des Ausgangsgleichrichters, siehe Kapitel 4.6.4) | |

$$U_{DR} = \frac{U_{ZK_max}}{\ddot{u}} - U_F = \frac{325V}{3,25} - 1,8V = 98,2V$$

$$t_{EIN_min} = \frac{U_{AUS} * T}{U_{DR}} = \frac{55V * 12,5\mu s}{98,2V} = 7\mu s \quad (\text{bei } U_{ZK_max} = 325V_{AV})$$

$$I_{Primär_eff_U_max} = I_{Primär_max} * \sqrt{\frac{t_{EIN_min}}{T}} = 6,77A * \sqrt{\frac{7\mu s}{12,5\mu s}} = 5,07A_{RMS} \quad (\text{bei } U_{ZK_max} = 325V_{AV})$$

$$I_{Primär_eff_U_min} = I_{Primär_max} * \sqrt{\frac{t_{EIN_max}}{T}} = 6,77A * \sqrt{\frac{11,5\mu s}{12,5\mu s}} = 6,49A_{RMS} \quad (\text{bei } U_{ZK_min} = 213V_{AV})$$

$$P_{VD} = I_{Primär_eff}^2 * R_{DS_On(125^\circ C)}$$

	$R_{DS_On(125^\circ C)}$	$I_{Primär_eff}$	P_{VD}
IXFX26N90	0,54 Ω	5,07A	13,88W
	0,54 Ω	6,49A	22,75W
2SK1489	1,84 Ω	5,07A	42,30W
	1,84 Ω	6,49A	75,82W

Hinweis: Aufgrund der hohen Durchlaßverluste des 2SK1489 wurde dieser Transistor bei den nachfolgenden Betrachtungen nicht berücksichtigt.

4.7.3 Schaltverluste

Die Schaltverluste setzen sich aus den Verlusten folgender Vorgänge zusammen:

- Entladung der Schalterausgangskapazität
- Verluste im Schaltvorgang

4.7.3.1 Verluste durch die Ausgangskapazität

$$P_{VS_Kapazitiv} = 0,5 * C_{DS} * U^2 * f$$

Bei einer Schaltfrequenz von 80kHz schalten während einer Periode von 12,5µs 2 Transistoren, deshalb berechneten sich die Schaltverluste wie folgt.

$$P_{VS_Kapazitiv} = 0,5 * C_{DS} * (2 * U_{ZK})^2 * 80kHz * 2$$

	C_{DS}	U_{ZK}	$P_{VS_Kapazitiv}$
IXFX26N90	700pF	213V	10,16W
	700pF	325V	23,66W

4.7.3.2 Kommutierungsverluste

Angaben aus dem Datenblatt zu dem FET IXFX26N90:

- $t_r = 45ns$ (Anstiegszeit)
- $t_f = 30ns$ (Abfallzeit)

Folgende Formeln zur Berechnung der Schalterenergien konnten dem Datenbuch der Firma Semikron¹ entnommen werden:

$$E_{On} = \int_0^{t_r} I_{D_max} * \frac{t}{t_r} * U_D * \Delta t \quad \text{bzw.} \quad E_{Off} = \int_0^{t_f} I_{D_max} * \frac{t}{t_f} * U_D * \Delta t$$

Unter der Annahme, daß Spannung und Strom im gleichen Maße fallen bzw. ansteigen, wurden folgende Vereinfachungen der oben aufgeführten Gleichungen angewendet.¹

$$E_{On} = \frac{I_{D_max} * U_D * t_r}{6} \quad \text{bzw.} \quad E_{Off} = \frac{I_{D_max} * U_D * t_f}{6}$$

Nach Einarbeitung der Schaltfrequenz:

$$P_{VS_On} = f * \frac{I_{D_max} * U_D * t_r}{6} \quad \text{bzw.} \quad P_{VS_Off} = f * \frac{I_{D_max} * U_D * t_f}{6}$$

Da die Kommutierungsverluste erst nach meßtechnischer Aufnahme des tatsächlichen Strom- und Spannungsverlaufs korrekt bestimmt werden können, wurde in der Vorberechnung mit den theoretischen Maximalwerten gearbeitet.

Für 2 Schalter:

$$P_{VS_On} = 2 * f * \frac{I_{Primär_max} * 2 * U_{ZK_max} * t_r}{6} = 2 * 80kHz * \frac{6,77A * 2 * 325V * 45ns}{6} = 5,28W$$

¹ Vgl. Semikron innovation + service, Firmenpublikation, 1997/98, S. A-173

Der Umstand, daß beim Ausschalten die U_{DS} erst nach dem Einschalten des zweiten Transistor auf den doppelten Wert der U_{ZK_max} ansteigt, wurde bei der P_{VS_Off} - Berechnung berücksichtigt.

Für 2 Schalter:

$$P_{VS_Off} = 2 * f * \frac{I_{Primär_max} * U_{ZK_max} * t_f}{6} = 2 * 80kHz * \frac{6,77A * 325V * 30ns}{6} = 1,76W$$

4.7.4 Gesamtverlustleistung der Gegentaktschalter

Die Gesamtverlustleistung berechnet sich aus der Summe der Durchlaßverluste und der Schaltverluste:

$$P_{VG} = P_{VD} + P_{VS_Kapazitiv} + P_{VS_On} + P_{VS_Off}$$

	U_{ZK}	P_{VG}
IXFX26N90	213V	39,95W
	325V	44,58W

4.7.5 Bestimmung des Kühlkörpers für die Gegentaktschalter

Aus dem Datenblatt zu IXFX 26N90 wurden folgende Werte entnommen:

- $R_{th_{JC}} = 0,22K/W$
- $R_{th_{CKk}} = 0,15K/W$
- $R_{th_{Isolierscheibe}} = 1,0K/W$
- $T_{J_max} = 150^{\circ}C$, da eine Sicherheit von $10^{\circ}C$ eingerechnet wurde ergab sich $T_{J_max} = 140^{\circ}C$

Aus den zuvor berechneten und angenommen Werten ergeben sich folgende Parameter:

- $P_{VG} = 46W$ (aufgerundeter Wert)
- $T_{Umgebung} = 45^{\circ}C$

$$P_{V_Schalter} = \frac{P_{VG}}{2} = \frac{46W}{2} = 23W$$

$$\Delta T_{Transistor} = R_{th_{JC}} * P_{V_Schalter} = 0,22 \frac{K}{W} * 23W = 5,06K$$

$$T_{C_max} = T_{J_max} - \Delta T_{Transistor} = (140 - 5,06)^{\circ}C = 134,94^{\circ}C$$

$$T_{Kk_max} = T_{C_max} - (P_{V_Schalter} * R_{th_{Isolierscheibe}}) - (P_{V_Schalter} * R_{th_{CKk}})$$

$$T_{Kk_max} = 134,94^{\circ}C - (23W * 1,0 \frac{K}{W}) - (23W * 0,15 \frac{K}{W}) = 108,49^{\circ}C$$

$$\Delta T_{Kk_max} = T_{Kk_max} - T_{Umgebung} = 108,49^{\circ}C - 45^{\circ}C = 63,49^{\circ}C$$

$$R_{th_{Kk}} = \frac{\Delta T_{Kk_max}}{P_{VG}} = \frac{63,49K}{46W} = 1,38 \frac{K}{W}$$

Der R_{th} des eingesetzten Kühlkörpers wurde experimentell mit $0,9K/W$ ermittelt, so daß eine ausreichende Kühlung gewährleistet ist.

4.8 Dimensionierung des Temperaturschalters

Zum Schutz vor Übertemperatur wurde ein Temperaturschalter vorgesehen. Die Abschalttemperatur wurde nach folgender Gleichung berechnet:

$$T_{\text{Abschaltug}} = P_{\text{VG}} * R_{\text{th}_{\text{Kk}}} + T_{\text{Umgebung}} = 46\text{W} * 0,9 \frac{\text{K}}{\text{W}} + 45^{\circ}\text{C} = 86,4^{\circ}\text{C}$$

Da zwischen der Montageposition des Temperaturschalters und der Gegentaktschalter ein Temperaturgefälle auf dem Kühlkörper zu erwarten war, wurde ein 80°C Thermoschalter eingesetzt.

4.9 Ausgangsleichrichter

4.9.1 Minimale Sperrspannung

Die minimale Sperrspannung des Ausgangsleichrichters berechnet sich wie folgt.

Hinweis: Bei einem unbelastetem Ausgang kann die Zwischenkreisspannung bis auf die Höhe des Netzscheitels ansteigen. Die Spannungsfestigkeit wurde daher über $U_{\text{EIN_Scheitel_max}}$ bestimmt.

$$U_{\text{Sekundär_max}} = \frac{U_{\text{EIN_Scheitel_max}}}{\ddot{u}} = \frac{358\text{V}}{3,25} = 110,1\text{V}$$

$$U_{\text{Sperr_min}} = 2 * U_{\text{Sekundär_max}} = 2 * 110,1\text{V} = 220,2\text{V}$$

Um noch eine Sicherheit gegen Überspannungen zu erreichen, ist mindestens eine 300V-Type gefordert.

2 Typen standen zur Auswahl:

- DSEC 60-06A (2x30A/600V)
- DSEC 60-03A (2x30A/300V)

Eine endgültige Bestimmung des eingesetzten Typs wurde nach Betrachtung der Datenblattwerte der zur Auswahl stehenden Bauelemente durchgeführt.

4.9.2 Betrachtung der Verluste

4.9.2.1 Vergleich der Datenblattwerte

Typ	$U_{\text{F}_{30\text{A}}} 25^{\circ}\text{C}$	$U_{\text{F}_{30\text{A}}} 150^{\circ}\text{C}$
DSEC 60-06A	1,6V	1,25V
DSEC 60-03A	1,7V	1,23V

Aufgrund der nur geringfügig abweichenden Flußspannungen der Bauteile und entsprechender Verfügbarkeit der benötigten Kennlinien wurde der Gleichrichter DSEC 60-06A ausgewählt.

4.9.2.2 Berechnung der Verluste

Da die Durchlaßverluste des Gleichrichters mit steigender Chiptemperatur abnehmen, wurden die Berechnungen unter Annahme einer Sperrschicht-Betriebstemperatur von 100°C durchgeführt. Die Stromform wurde zur Vereinfachung rechteckförmig angenommen.

Vorgabe:

- $I_{\text{AUS}} = 20\text{A}$

Aus dem Datenblatt des Gleichrichters DSEC 60-06A wurden folgende Werte entnommen:

- $U_F = 1,250V$ bei 20A und 100°C Sperrschichttemperatur.
- $U_{F1} = 1,125V$ bei 10A und 100°C Sperrschichttemperatur.
- $U_{F2} = 1,375V$ bei 30A und 100°C Sperrschichttemperatur.

$$r_F = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{I_{F2} - I_{F1}} = \frac{(1,375 - 1,125)V}{(30 - 10)A} = 12,5m\Omega$$

$$I_{FAV} = \frac{I_{AUS}}{2} = \frac{20A}{2} = 10A_{AV}$$

$$F = \frac{1}{\sqrt{\frac{t_{EIN_max}}{T}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{11,5\mu s}{12,5\mu s}}} = 1,05$$

$$P_{V_Diode} = U_F * I_{FAV} + r_F * (I_{FAV} * F)^2 = 1,25V * 10A + 12,5m\Omega * (10A * 1,05)^2 = 13,88W$$

$$P_{V_Gleichrichter} = 2 * P_{V_Diode} = 2 * 13,88W = 27,76W$$

4.9.3 Bestimmung des Kühlkörpers für den Ausgangsgleichrichter

Aus dem Datenblatt des Gleichrichters DSEC 60-06A wurden folgende Werte entnommen:

- $R_{th_{JC}} = 0,9K/W$
- $R_{th_{CKk}} = 0,25K/W$
- $T_{J_max} = 175^\circ C$, da eine Sicherheit von $25^\circ C$ eingerechnet wurde, ergab sich $T_{J_max} = 150^\circ C$

Aus den zuvor berechneten und angenommenen Werten:

- $P_{V_Diode} = 15 W$ (aufgerundeter Wert)
- $T_{Umgebung} = 45^\circ C$

$$R_{th_{JC}} = 0,9 \frac{K}{W} \Rightarrow \Delta T_{Diode} = R_{th_{JC}} * P_{V_Diode} = 0,9 \frac{K}{W} * 15W = 13,5K$$

$$T_{J_max} = 150^\circ C \Rightarrow T_{Case_max} = T_{J_max} - \Delta T_{Diode} = (150 - 13,5)^\circ C = 136,5^\circ C$$

$$\Delta T_{CKk} = P_{V_Gleichrichter} * R_{th_{CKk}} = 30W * 0,25 \frac{K}{W} = 7,5K$$

$$\Delta T_{Kühlkörper_max} = T_{Case_max} - T_{Umgebung_max} - \Delta T_{CKk} = (136,5 - 45 - 7,5)^\circ C = 84,0^\circ C$$

$$R_{th_{Kühlkörper}} = \frac{\Delta T_{Kühlkörper_max}}{P_{V_Gleichrichter}} = \frac{84,0K}{30,0W} = 2,8 \frac{K}{W}$$

Der R_{th} des eingesetzten Kühlkörpers wurde experimentell mit $0,9K/W$ ermittelt. Er bietet somit genügend Reserve für einen sicheren Betrieb des Gleichrichters und erfordert keine Berücksichtigung der zu diesem Zeitpunkt nur schwierig zu errechnenden Diodenschaltverluste. Durch den Einsatz von schnell schaltenden Epitaxial-Dioden als Gleichrichter-Satz konnten diese Verluste gering gehalten werden.

4.10 Dimensionierung der Speicherdrossel

Aus den zuvor berechneten und angenommenen Werten ergeben sich folgende Parameter:

- $\ddot{u} = 3,25$
- $U_{ZK_max} = 325V$
- $U_{Drop} = 7V$ (siehe Kapitel 4.6.4)

Vorgaben:

- $f_{Schalt} = 80kHz / T = 12,5\mu s$
- $U_{AUS} = 55V$
- $I_{AUS} = 20A$
- $I_{AUS_min} = 0,7A$ (Min. Eingangsstrom des Wechselrichters)

Aus dem Datenblatt des Gleichrichters DSEC 60-06A wurde folgender Wert entnommen:

- $U_F = 1,25V$ bei 20A und 100°C Sperrschichttemperatur.

$$U_{DR_max} = \frac{U_{ZK_max} - U_{Drop}}{\ddot{u}} - U_F = \frac{325V - 7V}{3,25} - 1,25V = 96,6V$$

Hinweis: Aufgrund des Gegentaktprinzips wird innerhalb einer Periodendauer T die Speicherdrossel zweimal über den Übertragerausgang bestromt. Daraus folgt, daß die Speicherdrossel mit der doppelten Schaltfrequenz betrieben wird. Der Faktor $K_{Schaltung}$ berücksichtigt dieses Verhalten.

$$L = \frac{T}{K_{Schaltung}} * \left(1 - \frac{U_{AUS}}{U_{DR_max}}\right) * \frac{U_{DR_max}}{2 * I_{AUS_min}} = \frac{12,5\mu s}{2} * \left(1 - \frac{56,8V}{96,6V}\right) * \frac{96,6V}{2 * 0,7A} = 104,48\mu H$$

Da nur ein Speicherkern einer unbekanntenen Firma zur Verfügung stand, wurden die wichtigsten Parameter des Kerns experimentell ermittelt.

Die Sättigung des Kerns konnte bei einer Durchflutung von 650A festgestellt werden. Hierzu wurde der Kern mit 10 Windungen bewickelt und an eine konstante Gleichspannung angeschlossen. Der Stromanstieg wurde über ein Stromzangenmeßsystem erfaßt und ausgewertet.

Solange das Kernmaterial nicht gesättigt ist, steigt der Strom durch die Drossel linear an. Der Sättigungspunkt ist erreicht, wenn der Stromanstieg aus dem linearen Verlauf in einen exponentiellen Verlauf übergeht. Über die Stromhöhe und Stromanstiegszeit kurz vor der Sättigung kann der A_L -Wert des Kerns ausreichend gut ermittelt werden. Aufgrund des Meßverfahrens wird gleichzeitig erkannt, ob der Kern für einen Betrieb mit Vormagnetisierung geeignet ist.

Der ermittelte A_L -Wert betrug 135nH bei einer Durchflutung von 650A.

4.10.1 Berechnung der erforderlichen Windungszahl

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{104,48\mu H}{135nH}} = 27,82 \text{ Windungen}$$

Für den Bau der Speicherdrossel wurden 28 Windungen veranschlagt.

4.10.2 Berechnung der maximalen Durchflutung

Vorgabe:

- $I_{AUS} = 20A$

$$\Theta = I_{AUS} * N = 20A * 28 = 560A$$

Da der Sättigungspunkt erst bei einer Durchflutung von 650A einsetzte und die geforderte Windungszahl von 28 Windungen erreicht wird, konnte der Kern als Speicherdrossel verwendet werden.

4.10.3 Berechnung der Kupferverluste

Im Versuch wurde für den Speicherkern ein mittlere Windungslänge l_w von 6cm ermittelt.

Der Kern wurde mit 6 parallelen Drähten, das entspricht einem Gesamtquerschnitt A_{Cu} von $3,4\text{mm}^2$, bewickelt.

Vorgabe:

- $l_w = 6\text{cm}$
- $A_{Cu} = 3,4\text{mm}^2$
- $I_{AUS} = 20\text{A}$
- $A_L = 135\text{nH}$

$$R_{Cu} = \frac{l_w * N}{\chi * A_{Cu}} = \frac{6\text{cm} * 28}{58 \frac{\text{m}}{\Omega * \text{mm}^2} * 3,4\text{mm}^2} = 8,52\text{m}\Omega$$

$$P_{V_{Cu}} = I_{AUS}^2 * R_{Cu} = 20\text{A}^2 * 8,52\text{m}\Omega = 3,41\text{W}$$

4.10.4 Berechnung der Eisenverluste

Die Eisenverluste konnten aufgrund fehlender Angaben zum Kernmaterial nicht berechnet werden. Aufgrund der Kerngröße wurden nach Erfahrungswerten die Eisenverluste auf ca. 2W geschätzt.

$$P_{V_{Fe}} \approx 2\text{W}$$

4.11 Dimensionierung des Trafos zur Steuerspannungserzeugung

Es sollte ein Transformator (Printmontage) mit einer Ausgangswchselspannung von $2 * 9V_{RMS}$ eingesetzt werden. Die beiden Ausgangswicklungen wurden zur Erhöhung der Ausgangsspannung auf $18V_{RMS}$ in Reihe geschaltet. Im Fall der Netz-Unterspannung kann hierdurch der nachfolgende Spannungsregler mit einer ausreichend hohen Eingangsspannung gespeist werden.

Die benötigte Transformatorleistung wurde entsprechend der nachfolgenden Berechnungen ermittelt.

4.11.1 Berechnung der benötigten Gate-Steuerleistung

Aus dem Datenblatt zu IXFX 26N90:

- $C_{iss} = 7,5nF$

Vorgaben:

- $f_{Schalt} = 80kHz$
- $U_{Vst} = 15V_{AV}$ (Höhe der Steuerspannungsversorgung)
- $U_{Gate} = 15V$ (ohne Berücksichtigung von Spannungsabfällen im Steuerbaustein)
- $K_{Schaltung} = 2$, da Gegentaktbetrieb

$$P_{Gate} = 0,5 * C_{iss} * U_{Gate}^2 * f * K_{Schaltung} = 0,5 * 7,5nF * 15V^2 * 80kHz * 2 = 0,135W$$

4.11.2 Leistungsaufnahme der Steuerelektronik

Aus dem Datenblatt zu dem Steuer-IC UC3825:

- $I_{CC_max} = 33mA$ (Maximale Stromaufnahme des Steuerbausteins)

Vorgaben:

- $U_{Vst} = 15V_{AV}$

$$P_{UC3825} = I_{CC_max} * U_{Vst} = 33mA * 15V_{AV} = 0,495W$$

4.11.3 Verlustleistung des Spannungsreglers 7815

Aus dem Datenblatt zu dem Steuer-ICs UC3825:

- $I_{CC_max} = 33mA$ (Stromaufnahme des Steuer-ICs UC3825)

Vorgaben:

- $U_{Vst} = 15V_{AV}$
- $U_{AUS_Trafo} = 2 * 9V_{RMS}$ bzw. $18V_{RMS}$ (bei $230V_{RMS}$ Nenneingangsspannung)

Hinweis: Da die nachfolgende Berechnung nur zur groben Kalkulation der Verlustleistung des Spannungsreglers dient, wurde auf eine genaue Berechnung der Eingangsspannung des Spannungsreglers verzichtet.

Für eine genaue Betrachtung muß der arithmetische Mittelwert der Regler-Eingangsspannung, der Spannungsabfall über dem Steuerspannungsgleichrichter und der Spannungsabfall an der Ausgangswicklung des Trafos berücksichtigt werden.

$$P_{V7815} \approx (\sqrt{2} * U_{AUS_Trafo} - U_{Vst}) * I_{CC_max} + \frac{P_{Gate}}{U_{Vst}} = (\sqrt{2} * 18V_{RMS} - 15V_{AV}) * 33mA + \frac{0,135W}{15V} \approx 0,44W$$

4.11.4 Benötigte Leistung des Steuertrafos

$$P_{Trafo} = P_{Gate} + P_{UC3825} + P_{V7815} = 0,135W + 0,495W + 0,44W = 1,07W$$

Da die im Steuerkreis benötigte Wirkleistung der Versorgung ca. 1W beträgt, wurde ein Steuertrafo mit einer Nennausgangsscheinleistung von 2,3VA eingesetzt.

4.12 Verlustleistung der Grundlast

Um bei Leerlauf des SNT's eine minimale Pulsbreite der Gate-Steuersignale sicherzustellen, wurde im Ausgang des Netzteils eine Grundlast vorgesehen.

Zur Verfügung standen 330Ω Widerstände mit einer Belastbarkeit von je 5W. Es wurden zwei Widerstände in Reihenschaltung eingesetzt.

$$P_{V_Grundlast} = \frac{U_{AUS}^2}{2 * R} = \frac{55V^2}{2 * 330\Omega} = 4,58W$$

4.13 Gerätelüfter

Aufgrund des geringen Bauvolumens wurde eine forcierte Belüftung der Elektronik vorgesehen. Die Baugröße des Lüfters wurde durch die vorgegebenen Gehäuseabmessungen bestimmt. Sie erlaubten den Einbau eines Lüfters mit den Abmaßen von 92mm x 92mm x 25mm.

Es wurde ein Wechselstromlüfter Typ 3956 der Firma Papst mit einer Anschlußspannung von 230V_{RMS} eingesetzt.

Der Lüfter nimmt eine Nennleistung von 11W bei 230V_{RMS} und 50Hz Netzfrequenz auf.

5 Berechnung der Gesamtverluste

5.1 Addition der Teilverluste

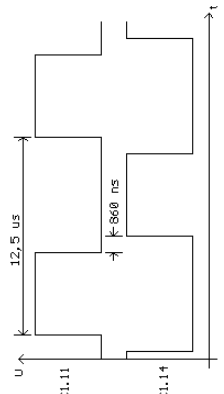
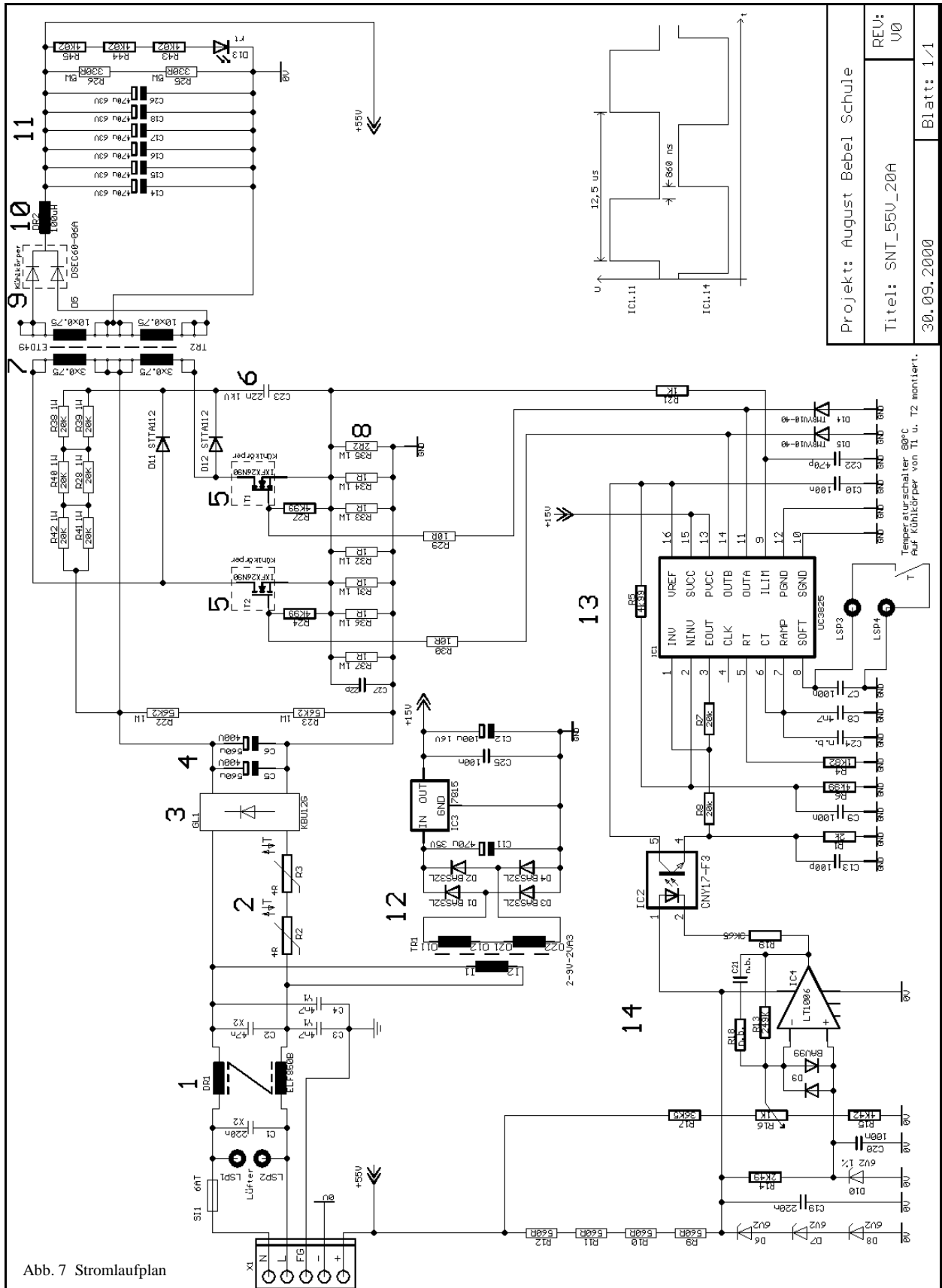
Schaltungsteil / Bauelement	P _{VTeil}
Eingangsgleichrichter P _{V_Gleichrichter}	14,20W
Übertrager P _{V_Fe}	2,82W
Übertrager P _{V_Cu_Primär}	1,31W
Übertrager P _{V_Cu_Sekundär}	1,72W
Gegentaktschalter P _{VG}	44,58W
Ausgangsgleichrichter P _{V_Gleichrichter}	27,76W
Drossel P _{V_Cu}	3,41W
Drossel P _{V_Fe}	2,00W
Steuerelektronik P _{Trafo} = P _{V_Elektronik}	1,07W
Grundlast P _{V_Grundlast}	4,58W
Lüfterleistung P _{Lüfter}	11,00W
Gesamtverlustleistung P_{V_Gesamt}	114,45W

5.2 Berechnung des Wirkungsgrades

$$\eta = \frac{P_{AUS}}{P_{AUS} + P_{V_Gesamt}} = \frac{1100W}{1100W + 114,45W} = 0,906$$

6 Stromlaufplan und Funktionsbeschreibung

6.1 Stromlaufplan



Projekt: August Bebel Schule
Titel: SNT_55U_20A
REV: V0
Blatt: 1/1

Temperaturschalter 80°C
AUF KÜHLKÖRPER VON T1 U. T2 MONTIEREN.

6.2 Funktionsbeschreibung

Die nachfolgenden Erläuterungen beziehen sich auf den in Kapitel 6.1 dargestellten Stromlaufplan.

6.2.1 Pfad des Energieflusses

Die Netzspannung wird der Schaltung über die Klemmen "N" und "L" der Klemmleiste X1 zugeführt. Der Strompfad führt weiter über die Schmelzsicherung SI1 und die Drossel DR1. Diese stellt in Verbindung mit dem Kondensator C1 und C2, sowie den beiden Y-Kondensatoren C3 und C4 ein Entstörfilter (1) dar. Er dient zur Unterdrückung von hochfrequenten Rückwirkungen auf das Versorgungsnetz.

Über die Heißleiter R2 und R3 (2) gelangt die Netzspannung zum Gleichrichter GL1 (3), wird gleichgerichtet und gelangt zu den Ladekondensatoren C5 und C6 (4). Die Heißleiter dienen hierbei zur Einschaltstrombegrenzung, da C5 und C6 in Verbindung mit der direkt aufgeschalteten, gleichgerichteten Netzwechselspannung im Einschaltmoment einen extremen Stromfluß herbeiführen können, der nur durch die Heißleiter auf ein vertretbares Maß begrenzt wird.

Die so gewonnene Gleichspannung, auch als Zwischenkreisspannung bezeichnet, speist den Gegentakt-Durchflußwandler, aufgebaut mit den beiden Leistungs-Schalt-MOSFETs T1 und T2 (5), den Strommeßwiderständen R31 bis R37 (8), dem Ferrit-Übertrager TR2 (7), der Doppeldiode D5 (9) und der Speicherdrossel DR2 (10) mit nachgeschalteten Ladekondensatoren C14, C15, C16, C17, C18, C28 (11).

T1 und T2 werden gegenphasig angesteuert und schalten abwechselnd die primären Teilwicklungen des Ferrit-Übertragers auf das negative Potential der Zwischenkreisspannung. Die Mittelanzapfung der Primärwicklung ist hierbei mit dem positiven Potential der Zwischenkreisspannung verbunden.

Zur Begrenzung der durch parasitäre Induktivitäten und durch die Streuinduktivität des Übertragers hervorgerufenen Überspannungen an den Leistungstransistoren dient das aus C23, D11, D12, R28 und R38 bis R42 gebildete Entlastungsnetzwerk (6). Die Überspannungen werden auf C23 gespeichert und über die Widerstände in die Versorgung zurückgespeist.

Das erforderliche wechselseitige Durchschalten von T1 und T2 wird durch die phasengedrehten Ausgangssignale des IC1 (13) bewirkt. Die Erläuterung zu diesem Schaltungsteil erfolgt im nachfolgendem Kapitel 6.2.2.

Die sekundärseitige Ausgangswechselspannung des Ferrit-Übertragers TR2 wird durch eine Mittelpunktschaltung unter Verwendung der Doppeldiode D5 gleichgerichtet.

Die so gewonnene Spannung gelangt über die Speicherdrossel DR2 auf die Ausgangs-Ladekondensatoren. An den Klemmen "+" und "-" der Klemmleiste X1 steht die Ausgangsspannung zur Speisung der Akkus bzw. des Wechselrichter der USV-Anlage zur Verfügung.

6.2.2 Pulsbreitenmodulator

Die Ausgangsspannung des SNT's wird primärseitig über das Impuls-Pausen-Verhältnis der Ansteuersignale für T1 und T2 eingestellt. Zur Erzeugung der gegenphasigen und pulsbreitenmodulierten Ansteuersignale dient der integrierte Baustein IC1 des Typs UC3825 (13). Das Puls-Pausen-Verhältnis seines an Pin 11 und Pin 14 anstehenden Steuersignals wird in Abhängigkeit von der Eingangsinformation an Pin 1 gesteuert. Diese Eingangsinformation wird über den als P-Regler beschalteten Operationsverstärker IC4 (14) gewonnen und über den Optokoppler IC2 zugeführt.

Die Oszillatorfrequenz von IC1 und damit die Schaltfrequenz des gesamten Netzteils wird durch die externen Bauelemente R4 und C6 festgelegt und beträgt mit der gewählten Dimensionierung ca. 80kHz. Über C6 wird gleichzeitig die Einschaltverzögerung der Leistungstransistoren eingestellt. Sie ist notwendig, um ein gleichzeitiges Leiten der Schalttransistoren T1 und T2 bei maximaler Pulsbreite des Ansteuersignales zu verhindern. Aufgrund der Dimensionierung beträgt die Einschaltverzögerung ca. 800ns. Über C7 an Pin 8 von IC1 wird die Soft-Start-Möglichkeit des Bausteins UC3825 genutzt, d.h. nach dem Einschalten wird die Impulsbreite der Ansteuersignale langsam erhöht.

Weiterhin dient Pin 8 des Steuerbausteins in Verbindung mit einem Temperaturschalter, der auf dem Kühlkörper von T1 und T2 montiert ist, als Temperaturschutz des Netzteils. Bei Übertemperatur schließt der Schaltkontakt des Temperaturschalters und überbrückt C7. Die sofortige Abschaltung der Ansteuersignale ist die Folge so daß die Leistungstransistoren vor Überhitzung geschützt werden. Über die Schalthysterese des Temperaturschalters ist ein erneuter Anlauf des SNT's erst nach Fall der Kühlkörpertemperatur um ca. 5°C möglich.

Eine weitere Schutzfunktion stellt die integrierte Strombegrenzung dar. Über die Strommeßwiderstände R31 bis R37 (8) wird der Strom durch die Leistungstransistoren erfaßt und über ein Filter, aufgebaut mit R21 und C22, an den Pin 9 des UC3825 weitergeleitet. Steigt die Spannung an den Strommeßwiderständen auf ca. 1,0V an, wird das Steuersignal des gerade leitenden Leistungstransistors abgeschaltet. Ein erneutes Einschalten ist erst in der nächsten Schaltperiode möglich. Aufgrund der Dimensionierung wird somit der maximale Drainstrom der Schalttransistoren auf ca. 6,5A begrenzt.

Die Versorgungsspannung für die primärseitige Steuerschaltung wird mit dem Steuertransformator TR1, dem aus D1 bis D4 gebildeten Brückengleichrichter und dem Ladekondensator C11 mit nachgeschaltetem Spannungsregler IC3 erzeugt (12). Die so gewonnene Versorgungsspannung beträgt ca. 15V Gleichspannung. Sie speist den Steuerbaustein IC1.

Um geringere Durchlaßverluste der Leistungstransistoren zu gewährleisten, ist eine hohe Gatespannung und somit auch eine hohe Versorgungsspannung des IC1 erforderlich. Zur Vermeidung von zu geringen Gatespannungen ist im Pulsbreitenmodulator IC1 eine Unterspannungs-Erkennung integriert. Sie schaltet bei einer Unterschreitung der Versorgungsspannung von ca. 8V die Steuerausgänge ab und schützt somit die Leistungstransistoren in der Einschalt- und Ausschaltphase des SNT's.

6.2.3 Spannungsregler

Die Ausgangsspannung des SNT's wird über einen als P-Regler beschalteten Operationsverstärker IC4 (14) auf $55V \pm 2\%$ konstant gehalten. Der OP vergleicht die über R15 bis R16 geteilte Ausgangsspannung mit der an D10 anliegenden Referenzspannung in Höhe von 6,2V.

Steigt die Ausgangsspannung des SNT's an, steigt auch der Spannungsabfall über R15 und R16. Der invertierende Eingang des OP's wird gegenüber der Referenzspannung positiver und der Ausgang des OP's treibt einen höheren Strom über die LED des Optokopplers IC2. Hierdurch wird der Strom des Fototransistors größer, und über R8 gelangt eine höhere Spannung auf Pin 1 des UC3825. Der Steuerbaustein reagiert hierauf mit einer Reduzierung der Pulsbreite der Steuersignale und verringert somit den Energiefluß in die Ausgangsdrossel DR2. Die Ausgangsspannung sinkt, bis ein Gleichgewicht zwischen den Differenzeingängen des OP's wieder hergestellt ist. Bei einer Absenkung der Ausgangsspannung erfolgt der Regelmechanismus in sinngemäß umgekehrter Reihenfolge.

Die Bereitstellung der Versorgungsspannung des P-Reglers erfolgt über R9 bis R12, die Z-Dioden D6 bis D8 und den Ladekondensator C19 direkt aus der Ausgangsspannung des SNT's.

Da beim Anlauf des Netzteiles die Soft-Start-Schaltung den Energiefluß zum Netzteilaustritt hin langsam steigert, bleibt genügend Zeit, um die Versorgung des Spannungsreglers aufzubauen.

Ab einer Netzteil-Ausgangsspannung in Höhe von ca. 25V ist auch die Spannung über den Z-Dioden D6, D7 und D8 aufgebaut, und der hieraus versorgte Operationsverstärker IC4 kann unter stabilen Betriebsbedingungen die Regelung der Ausgangsspannung ausführen.

7 Erläuterung zu dem PWM-Baustein UC 3825

7.1 Das Blockschaltbild des UC3825

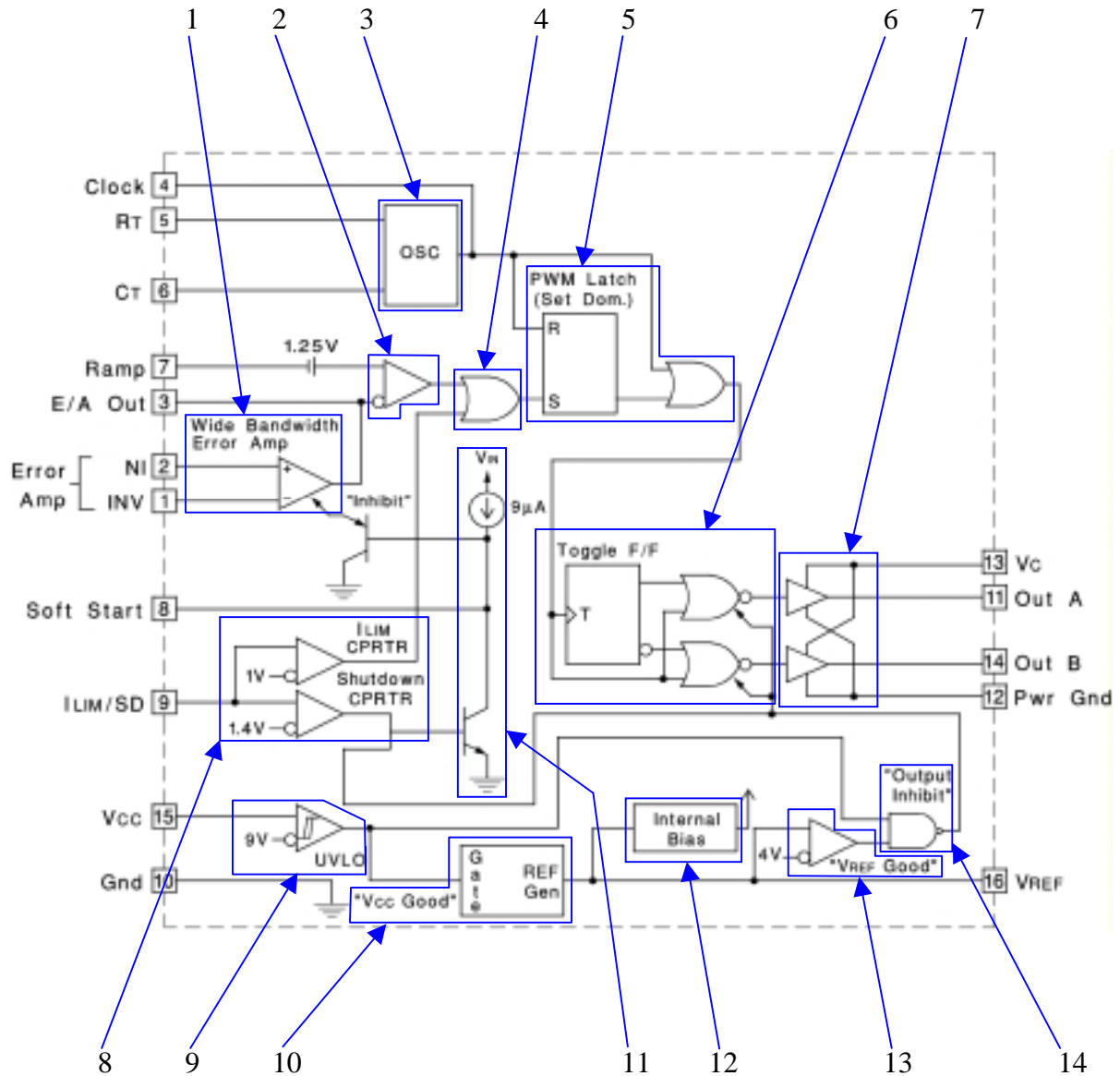


Abb. 8 Blockschaltbild UC3825

7.2 Beschreibung der Funktionsblöcke

7.2.1 Funktionsblock 1: Fehlerverstärker

Über die Höhe der Ausgangsspannung des Fehlerverstärkers an Pin 3 wird die Pulsbreite des PWM-Signales eingestellt. Während der Softstartphase wird die Ausgangsspannung des Verstärkers in ihrem Pegel begrenzt und langsam, entsprechend der eingestellten Softstartzeit, auf ihren maximalen Wert gesteigert. Hierdurch wird ein langsames Ansteigen der Pulsbreite während der Softstartphase erreicht.

Da die beiden Eingänge an Pin 1 und Pin 2 und der Ausgang des Verstärkers an Pin 3 frei zugänglich sind, kann der Anwender über eine entsprechende Außenbeschaltung alle OP-Grundsaltungen nachbilden. So ist es möglich, ohne zusätzliche aktive Komponenten einen Regelkreis aufzubauen.

7.2.2 Funktionsblock 2: PWM-Komparator

An diesem Komparator wird die an Pin 3 anliegende Gleichspannung mit der an Pin 7 eingespeisten Sägezahnspannung verglichen. Die Pulsbreite des PWM-Signals ist das direkte Ergebnis dieses Vergleiches. Voraussetzung dafür ist, daß übergeordnete Schutzeinrichtungen, wie z.B. die Strombegrenzung, nicht aktiv sind und somit die Pulsbreite über einen übergeordneten Weg begrenzen.

7.2.3 Funktionsblock 3: Oszillator

An den Eingangspins 5 und 6 kann über die äußere Beschaltung die Frequenz des Oszillators und damit die PWM-Frequenz des Bausteins bestimmt werden.

Hierbei ist zu beachten, daß nur über den Kondensator an Pin 6 die Pulsbreite des Clock-Signales und somit die Zeitdauer der Einschaltverzögerung bestimmt wird. Sie ist nötig, um ein gleichzeitige Stromführung beider Gegentaktschaltern zu vermeiden.

Der Clock-Ausgang an Pin 4 kann zur Synchronisation weiterer Bausteine auf die eingestellte Schaltfrequenz genutzt werden.

7.2.4 Funktionsblock 4: Oder-Verknüpfung

Diese Oder-Verknüpfung sperrt das nachgeschaltete Flipflop durch eine der beiden Eingangsbedingungen. In einzelnen kann das eine Pulsbreitenbegrenzung über den Fehlerverstärker oder eine Strombegrenzung sein.

7.2.5 Funktionsblock 5: Latch zur PWM-Erzeugung

Dieses RS-Flipflop gibt das Signal des Oszillators an das Toggel-Flipflop weiter, wenn keine externen Fehlereingänge oder Begrenzungen gesetzt sind. Es dient zur Verlängerung des kurzen Clock-Impulses auf die benötigte Einschaltzeit. Das nachgeschaltete ODER-Glied dient zur Weiterleitung der Clock-Impulse, die die Einschaltverzögerungszeit bestimmen.

7.2.6 Funktionsblock 6: Toggel-Flipflop zur Erzeugung des Gegentaktsignals

Das Toggelflipflop dient zur Erzeugung zeitgleicher Gegentaktsignale. Es gibt sie an den Ausgangsverstärker weiter. Über den Ausgang der dem PWM-Latch nachgeschalteten ODER-Verknüpfung wird das Flipflop getriggert. Die Ausgangszustände des Toggelflipflops werden über die nachgeschalteten NOR-Glieder erst nach Wegnahme des Triggerimpulses, der die Einschaltverzögerungszeit darstellt, an die Ausgangspins 11 und 14 weitergegeben.

7.2.7 Funktionsblock 7: Ausgangstreiber

Die Ausgangstreiber dienen zur Bereitstellung der kurzen und hohen Gate-Ladeströme, die zur schnellen Ansteuerung der Gegentaktschalter benötigt werden.

7.2.8 Funktionsblock 8: Überstromerkennung

Die Überstromerkennung dient zur Begrenzung der Gegentaktswitcher-Drainströme über zwei unterschiedliche Schaltschwellen.

Die erste Schaltschwelle spiegelt das Erreichen des maximalen Sollstromes wieder. Sie dient zur Pulsbreitenreduzierung im Überlastfall.

Die zweite Schaltschwelle ist die Erkennung eines Überstromes. Dies führt zur Sperrung der Ausgangsendstufe und zur Reaktivierung der Softstarteinrichtung im Kurzschlußbetrieb.

Durch die Anpassung des externen Strommeßwiderstandes an die vorgegebenen Schaltschwellen kann die Höhe der maximal zulässigen Drain-Ströme eingestellt werden.

7.2.9 Funktionsblock 9: Überwachung der Versorgungsspannung

Die Überwachung der Eingangsversorgungsspannung an Pin 15 erfolgt über zwei Schwellwerte von 9,2V und 8,4V. Bei Überschreitung der Schwelle von 9,2V wird der Baustein aktiviert und bei Unterschreitung der Schwelle von 8,4V wieder gesperrt (Stand-By-Betrieb). Auf diese Weise wird sichergestellt, daß die Gegentaktswitcher nicht durch eine zu niedrige Gatespannung in einem analogen Betriebszustand arbeiten.

7.2.10 Funktionsblock 10: Erzeugung der Referenzspannung

Der Funktionsblock 10 erzeugt die Referenzspannung von 5,1V. Diese stabilisierte Referenzspannung wird über Pin16 dem Anwender zur Verfügung gestellt. Sie dient zur Erzeugung von intern benötigten Schaltschwellen. Sie steht erst nach Freigabe der Spannungsüberwachung zur Verfügung.

7.2.11 Funktionsblock 11: Softstarteinrichtung

Über die Softstartschaltung wird ein externer Kondensator, angeschlossen an Pin 8, mit einem Strom in Höhe von 9 μ A geladen. Die Zeitdauer der Softstartphase wird über diesen externen Kondensator eingestellt.

Der Ladezustand des Kondensators wird an den Fehlerverstärker zur Begrenzung der Ausgangsspannung weitergereicht und dient zur langsamen Verbreiterung der PWM-Pulse in der Anlaufphase des Netzteils. Die Höhe der Ladeströme in ungeladene Ausgangskapazitäten kann somit begrenzt werden.

7.2.12 Funktionsblock 12: Interne Hilfsspannungserzeugung

Aus der Referenzspannung werden weitere Hilfsspannungen abgeleitet. Sie dienen zur Versorgung der internen Schaltkreise und stehen dem Anwender nicht zur Verfügung.

7.2.13 Funktionsblock 13: Überwachung der Referenzspannung

Die Referenzspannung wird auf eine untere Schwelle von 4,0V überwacht. Bei Unterschreiten dieser Schwelle wird der Baustein deaktiviert (Stand-By-Betrieb). Ein Betrieb mit undefinierten Schaltschwellen wird somit vermieden.

7.2.14 Funktionsblock 14: Freischaltung des Bausteins

Über dieses NAND-Glied werden die Ausgänge der Versorgungsspannungsüberwachung und der Referenzspannungsüberwachung verknüpft.

Bei ordnungsgemäßem Zustand der Eingangssignale aktiviert das NAND-Glied den Baustein.

8 Leiterplattenentwurf und Platzierung der Bauteile

8.1 Behandlung der Spannungsabstände

Das vorgestellte SNT arbeitet mit einem 230V-Wechselspannungseingang und einem 55V-Gleichspannungsausgang. Es gehört mit seinem Netzanschluß einerseits zum Starkstrombereich und mit seinem 55V-Ausgang andererseits zum Bereich der elektronischen Betriebsmittel. Außer der Aufgabe, Strom an einen Verbraucher zu liefern, hat es auch noch für die Netztrennung zu sorgen. Da der Ausgang des SNT's mit eventuell berührbaren Teilen verbunden ist, muß die Netztrennung als eine sogenannte „sichere Trennung“ ausgeführt werden.

Das SNT wird somit als ein elektronisches Betriebsmittel eingestuft und erfordert die Beachtung der Vorschrift DIN VDE 0160.

Neben dem Übertrager ist auch die Leiterplatte als Träger der einzelnen Komponenten ein kritisches Bauelement hinsichtlich der Potentialtrennung. Die Leiterbahnen müssen untereinander und zum Gehäuse bestimmte Mindestabstände einhalten. Diese Abstände hängen von den Spannungen zwischen den betreffenden Bahnen ab und davon, ob diese zu zwei getrennten oder nur zu einem Stromkreis gehören.

Stromkreise, zwischen denen eine Netztrennung erforderlich ist, müssen durch eine verstärkte Isolation voneinander getrennt werden.

Weiterhin muß zwischen einer Luftstrecke und einer Kriechstrecke unterschieden werden. Unter einer Luftstrecke wird der Abstand zwischen zwei Leitern verstanden, zwischen denen nur Luft als Isolator dient. Eine Verminderung der Isolation durch Verschmutzung ist in diesem Fall nicht möglich.

Eine Kriechstrecke ist gegeben, wenn zwischen zwei Leitern ein weiterer Isolator, wie z. B. eine Leiterplatte, als Träger eingebracht ist. Hier kann durch die Ablagerung von leitenden Schmutzpartikel der Isolationsabstand verkleinert werden. Er muß dementsprechend größer gestaltet sein.

Eine Unterscheidung zwischen Luft- und Kriechstrecke wurde beim Leiterplattendesign nicht getroffen, wobei die Anforderungen der DIN VDE 0160 jedoch weit übertroffen wurden.

Nach DIN VDE 0160 sind folgende Mindestkriechstrecken zu beachten:

Bemessungsspannung U_{RMS} oder U_{AV} in V	Mindestabstand in mm für Basisisolationen	Mindestabstand in mm für verstärkte Isolationen
100	0,16	0,32
250	1,00	2,00
400	2,00	4,00

Die Umsetzung erfolgte auf der Leiterplatte in folgender Weise:

Stromkreis	zu Stromkreis	Bemessungsspannung U_{RMS} oder U_{AV} in V	Geforderter Abstand in mm	Ausgeführter Abstand in mm
Netzeingang	Netzeingang	250	1,00	$\geq 2,54$
Netzeingang	Erdverbindung	250	1,00	$\geq 2,80$
Netzeingang	Netzteilaustrag	250	4,00	$\geq 8,00$
Netzeingang	Zwischenkreis	400	2,00	$\geq 2,50$
Zwischenkreis	Zwischenkreis	400	2,00	$\geq 3,00$
Zwischenkreis	Erdverbindung	400	2,00	$\geq 3,50$
Zwischenkreis	Netzteilaustrag	400	4,00	$\geq 8,00$
Netzteilaustrag	Netzteilaustrag	100	0,16	$\geq 0,91$
Netzteilaustrag	Erdverbindung	100	0,16	$\geq 1,27$

Um die Einhaltung der erforderlichen Abstände zwischen dem Gehäuse und den Netzpotential führenden Stromkreisen auf der Leiterplatte zu gewährleisten, wurde zwischen die Leiterplatte und das Gehäuse eine Isolationsfolie eingebracht. Diese ist als Wanne geformt und überlappt an den kritischen Stellen die Außenkanten der Leiterplatte.

8.2 Layout's

8.2.1 Layout der Bestückungsseite

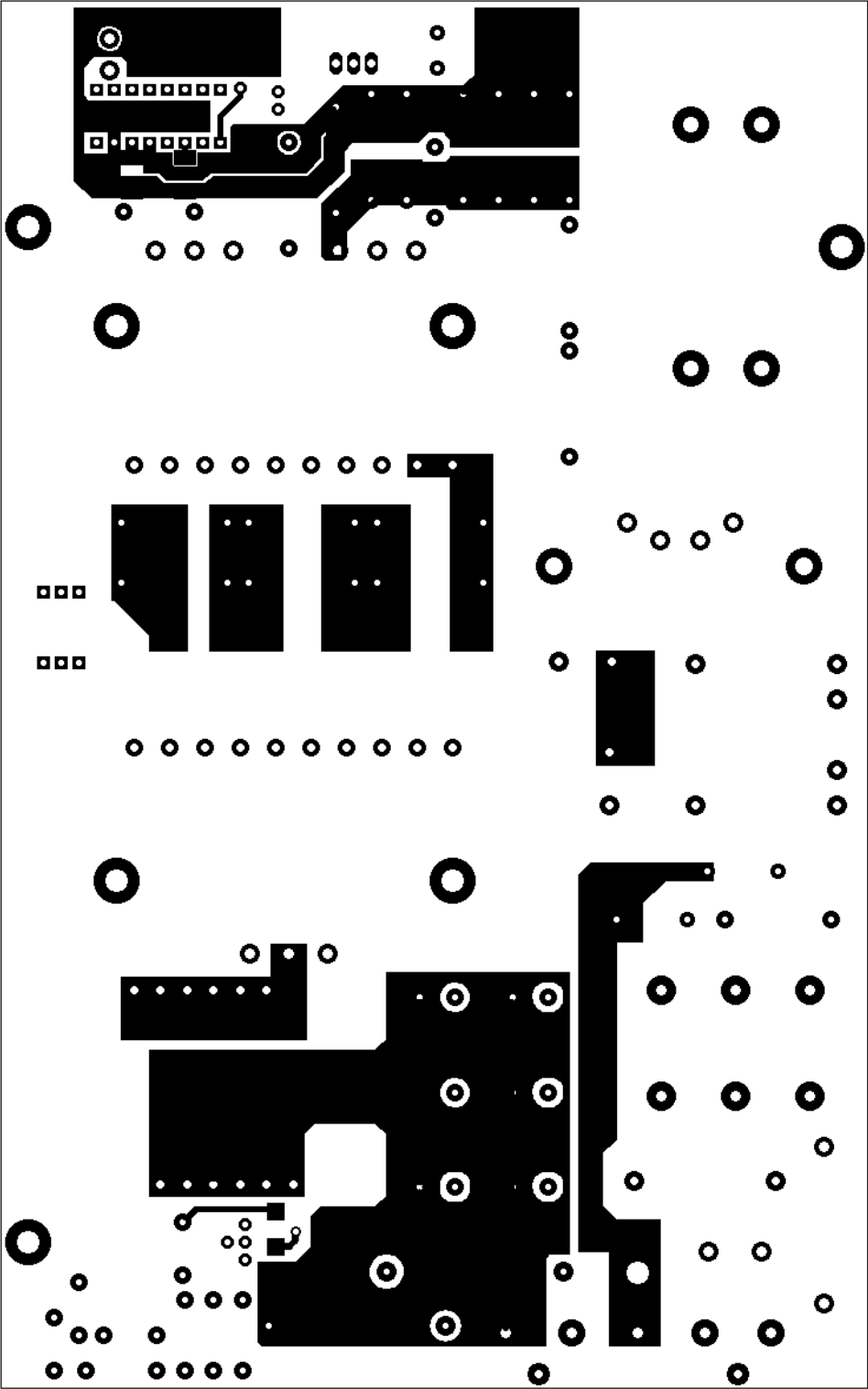


Abb. 9 Layout der Bestückungsseite

8.2.2 Layout der Lötseite

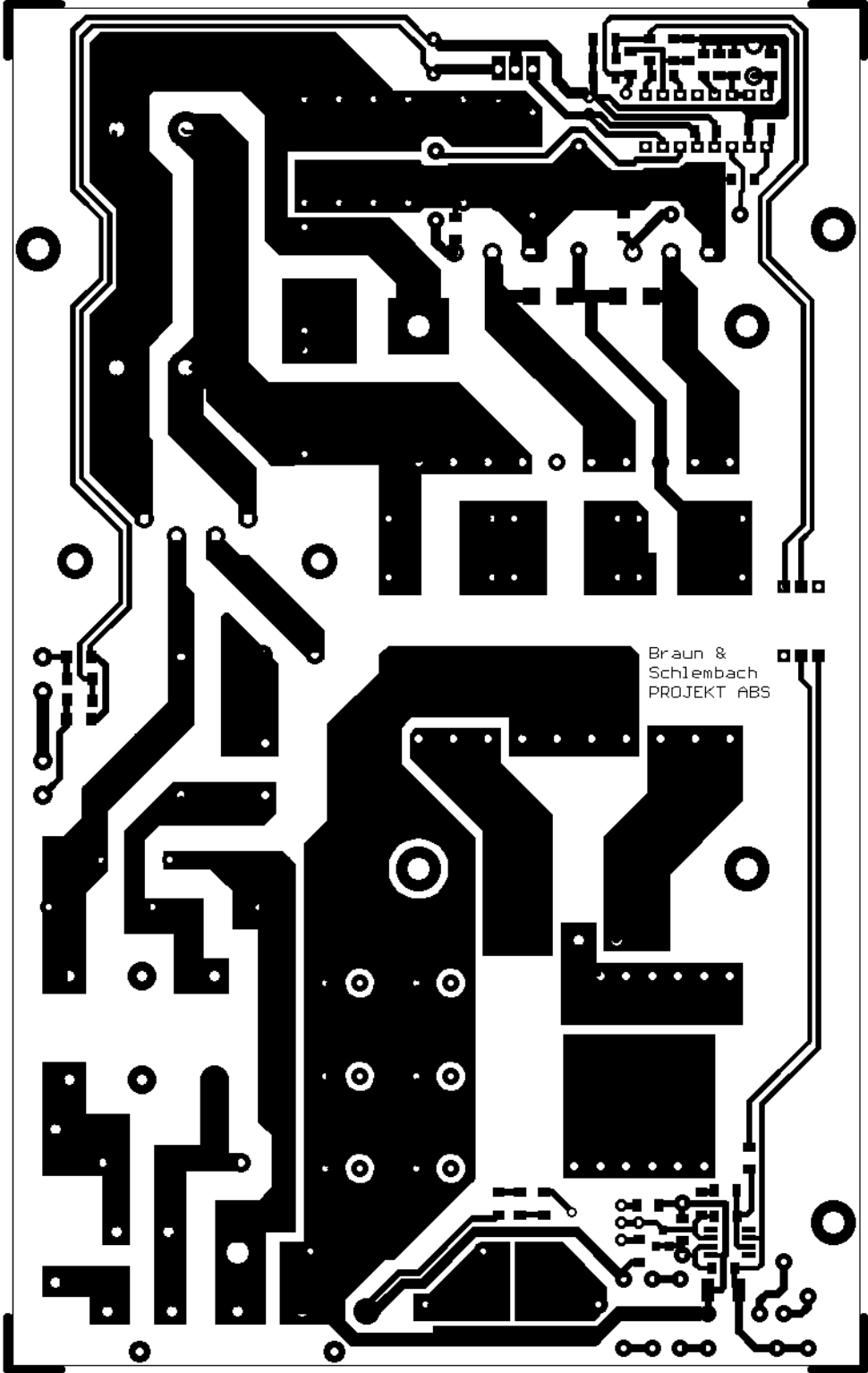


Abb. 10 Layout der Lötseite

8.3 Stückliste und Bestückungsdrucke

8.3.1 Stückliste

Bauteil	Wert	Nennspannung	Belastbarkeit	Typ
C1	220nF	250V _{RMS}	-	X2 Kondensator
C2	47nF	250V _{RMS}	-	X2 Kondensator
C3	4,7nF	250V _{RMS}	-	Y1 Kondensator
C4	4,7nF	250V _{RMS}	-	Y1 Kondensator
C5	560µF	400V	-	AL - Elektrolytkondensator
C6	560µF	400V	-	AL - Elektrolytkondensator
C7	100nF	50V	-	Keramikkondensator
C8	4,7nF	50V	-	Keramikkondensator
C9	100nF	50V	-	Keramikkondensator
C10	100nF	50V	-	Keramikkondensator
C11	470µF	35V	-	AL - Elektrolytkondensator
C12	100µF	16V	-	AL - Elektrolytkondensator
C13	100pF	50V	-	Keramikkondensator
C14	470µF	63V	-	AL - Elektrolytkondensator
C15	470µF	63V	-	AL - Elektrolytkondensator
C16	470µF	63V	-	AL - Elektrolytkondensator
C17	470µF	63V	-	AL - Elektrolytkondensator
C18	470µF	63V	-	AL - Elektrolytkondensator
C19	220nF	50V	-	Keramikkondensator
C20	100nF	50V	-	Keramikkondensator
C21	nicht bestückt	-	-	-
C22	470pF	50V	-	Keramikkondensator
C23	22nF	1000V	-	MKT Kondensator
C24	nicht bestückt	-	-	-
C25	100nF	50V	-	Keramikkondensator
C26	470µF	63V	-	AL - Elektrolytkondensator
C27	22pF	50V	-	Keramikkondensator
D1	BAS32L	75V	200mA	Diode
D2	BAS32L	75V	200mA	Diode
D3	BAS32L	75V	200mA	Diode
D4	BAS32L	75V	200mA	Diode
D5	DSEC 60-06A	600V	2 x 30A	Gleichrichter
D6	BZX6V2	6,2V	0,6W	Z-Diode
D7	BZX6V2	6,2V	0,6W	Z-Diode
D8	BZX6V2	6,2V	0,6W	Z-Diode
D9	BAV99	100V	200mA	Doppeldiode
D10	BXW6V2	6,2V 1%	0,3W	Z-Diode
D11	STTA112	1000V	1A	Diode
D12	STTA112	1000V	1A	Diode
D13	LED rot	-	-	Leuchtdiode
D14	TMBYV10-40	40V	1A	Schottkydiode
D15	TMBYV10-40	40V	1A	Schottkydiode
DR1	ELF850B	250V _{RMS}	8A _{RMS}	Entstördrossel
DR2	100µH	100V	20A	Speicherdrossel
GL1	KBU12G/J	280V _{RMS}	12A	Gleichrichter
IC1	UC3825	-	-	PWM-Baustein
IC2	CNY17-F3	-	-	Optokoppler
IC3	7815	15V	1A	Spannungsregler
IC4	LT1006	-	-	Operationsverstärker
LSP1..4	Lötstift	-	-	-

Bauteil	Wert	Nennspannung	Belastbarkeit	Typ
R1	2k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R2	4 Ω	265V _{RMS}	5,1W	NTC-Widerstand
R3	4 Ω	265V _{RMS}	5,1W	NTC-Widerstand
R4	1,82k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R5	4,99k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R6	4,99k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R7	20k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R8	20k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R9	560 Ω	-	0,6W	Metallschichtwiderstand
R10	560 Ω	-	0,6W	Metallschichtwiderstand
R11	560 Ω	-	0,6W	Metallschichtwiderstand
R12	560 Ω	-	0,6W	Metallschichtwiderstand
R13	249k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R14	2,49k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R15	4,42k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R16	1k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R17	36,5k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R18	nicht bestückt	-		
R19	3,65k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R21	1k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R22	1k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R23	1k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R24	4,99k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R25	330 Ω	-	5W	Drahtwiderstand
R26	330 Ω	-	5W	Drahtwiderstand
R27	4,99k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R28	20k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R29	10 Ω	-	0,6W	Metallschichtwiderstand
R30	10 Ω	-	0,6W	Metallschichtwiderstand
R31	1 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R32	1 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R33	1 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R34	1 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R35	2,2 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R36	1 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R37	1 Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R38	20k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R39	20k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R40	20k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R41	20k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R42	20k Ω	-	1W	Metallschichtwiderstand
R43	4,02k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R44	4,02k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
R45	4,02k Ω	-	0,3W	Metallschichtwiderstand
SI1	10AT	-	10A	Feinsicherung
T1	IXFX 26N90	900V	26A	MOSFET
T2	IXFX 26N90	900V	26A	MOSFET
TR1	2 x 9V _{RMS}	230V _{RMS}	2,3VA	Printtrafo
TR2	ETD49	358V	1,1kW	Übertrager
X1	5 polig	230V _{RMS}	20A	Klemmleiste
X2	M3	-	-	Erdanschluß

8.3.2 Bestückungsdruck der Bestückungsseite

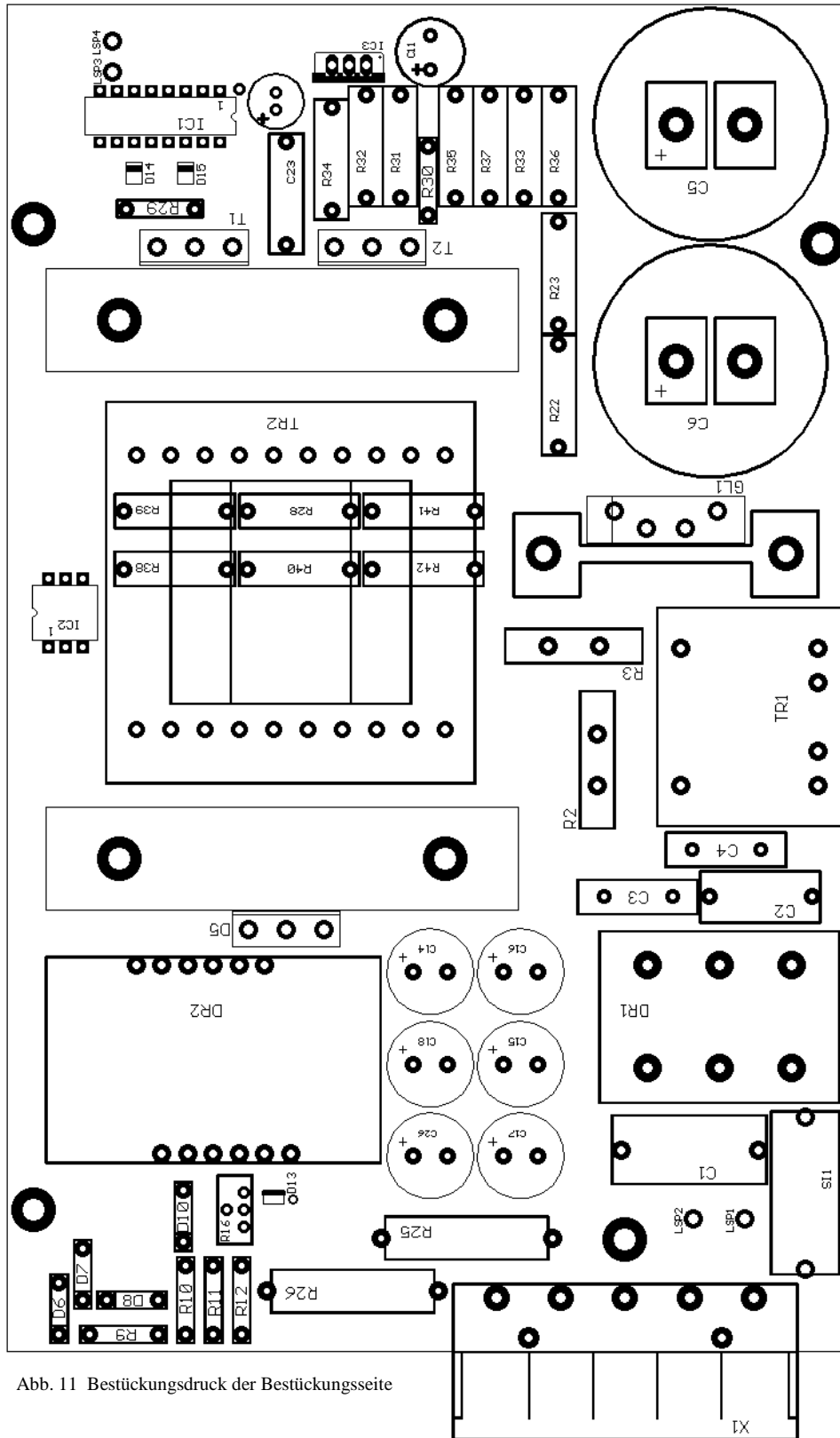


Abb. 11 Bestückungsdruck der Bestückungsseite

8.3.3 Bestückungsdruck der Lötseite

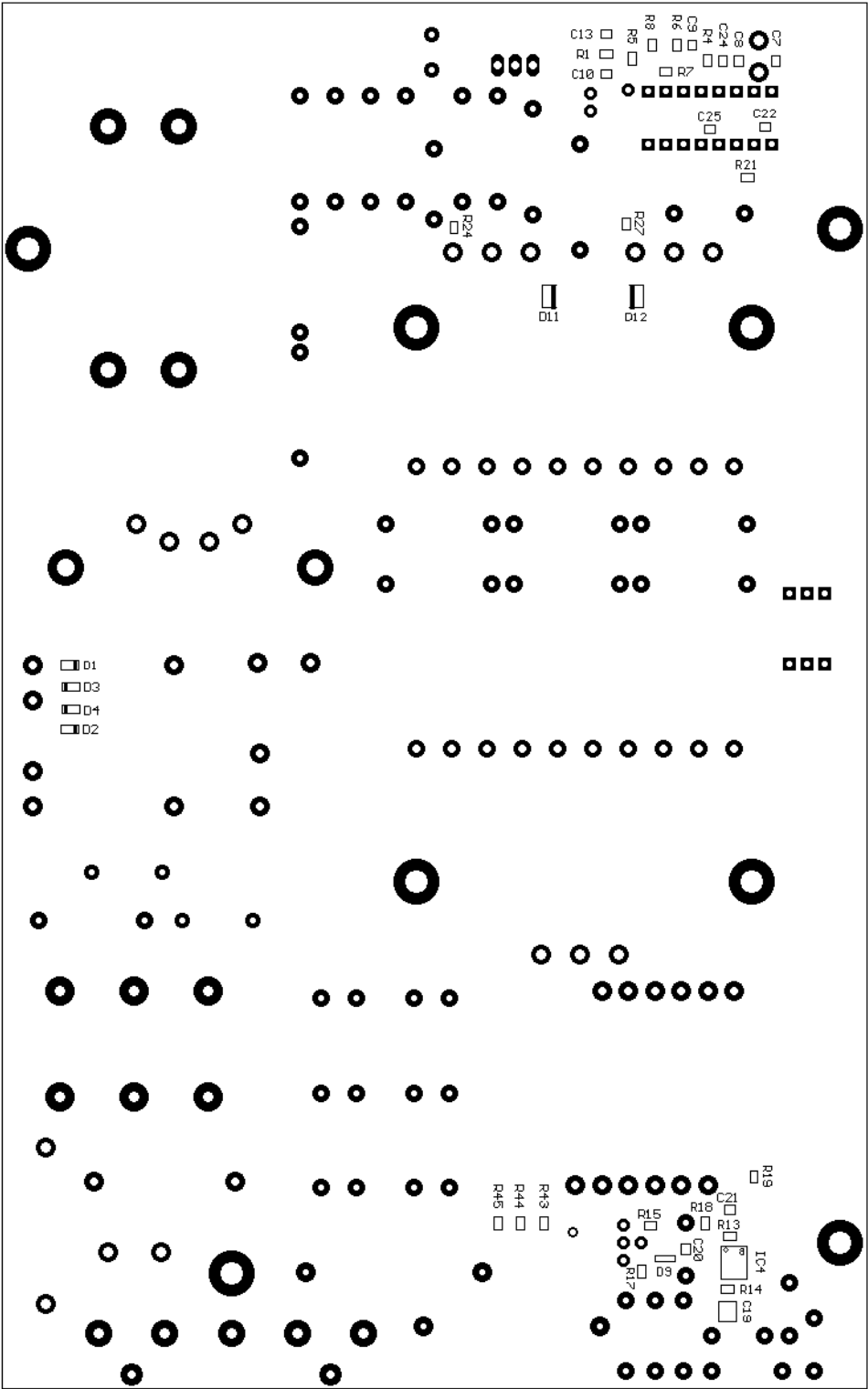


Abb. 12 Bestückungsdruck der Lötseite

9 Inbetriebnahme

9.1 Auflistung der benutzten Meß- und Hilfsmittel

Folgende Meß- und Hilfsmittel standen bei der Inbetriebnahme zur Verfügung:

- Digitalspeicheroszilloskop Tektronix TDS784C
- Strommeßzange Tektronix A6312
- Meßverstärker zur Strommeßzange Tektronix A503B
- Wattmeter Erich Marek UC6
- Multimeter Fluke 87
- Stromsenke Höcherl & Hackel DS800
- Hochlastwiderstand $8,2\Omega$ / 620W Frizlen
- Wärmebild-Kamera Jenoptik Varioscan 3021-ST

9.2 Inbetriebnahmemessungen

9.2.1 Überprüfung der Steuersignale

Hinweis: Die Steuersignale wurden ohne anliegende Netzspannung gemessen. Um den Pulsbreitenmodulator mit Spannung zu versorgen, wurde über ein externes Netzgerät eine Gleichspannung in Höhe von 20V vor dem schaltungseigenen 15V Spannungsregler eingespeist. Da das SNT keine Ausgangsspannung liefert, steuert der Pulsbreitenmodulator die Gegentakt-schalter mit maximal möglicher Pulsbreite an. Hierbei kann die Einschaltverzögerungszeit der Gegentakt-schalter überprüft werden.

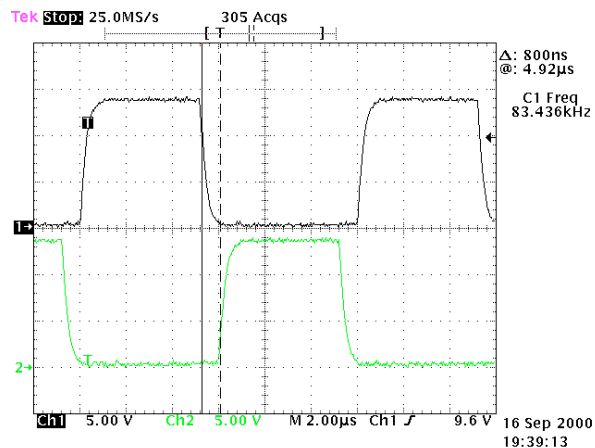


Abb. 13 Steuersignale von T1 und T2

Kanal 1 (CH1) zeigt die U_{GS} von T1.
Kanal 2 (CH2) zeigt die U_{GS} von T2.

Die Einschaltverzögerung beträgt 800ns und die Schaltfrequenz 83,436kHz.

Nach Prüfung der Schaltfrequenz und der Einschaltverzögerungszeit wurde in den Ausgang des Netzteils eine Gleichspannung in Höhe von 60V eingespeist. Der Spannungsregler arbeitete ordnungsgemäß und verringerte über den Pulsbreitenmodulator die Pulsbreite der Steuersignale.

Da der Spannungsregler und der Pulsbreitenmodulator einwandfrei funktionierten, wurden alle eingespeisten Hilfsspannungen wieder abgeklemmt. Anschließend konnte das SNT über seinen Netzeingang versorgt werden.

Alle nachfolgenden Messungen wurden mit einer Eingangswchelsspannung in Höhe von $230V_{RMS}$ durchgeführt.

9.2.2 Untersuchung der Ausgangsspannung im Leerlauf und unter Nennlast

9.2.2.1 Höhe der Ausgangsspannung

Hinweis: Bei den Angaben zu Ausgangsstrom bzw. Ausgangsleistung wurde die eingebaute Grundlast berücksichtigt. Sie ist in den Angaben enthalten.
Die Eingangswechselfspannung betrug $230V_{RMS}$.

Lastfall	Ausgangsspannung	Ausgangsstrom	Ausgangsleistung
Leerlauf	55,0V	0,19A	10,5W
Nennlast	54,4V	20,1A	1093W

9.2.2.2 Welligkeit der Ausgangsspannung

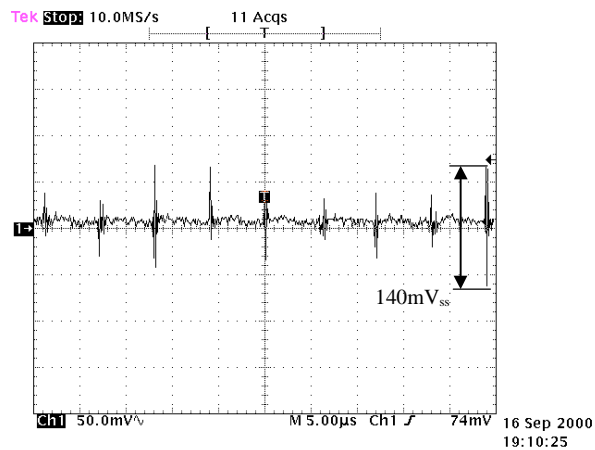


Abb. 14 Welligkeit der Ausgangsspannung im Leerlauf

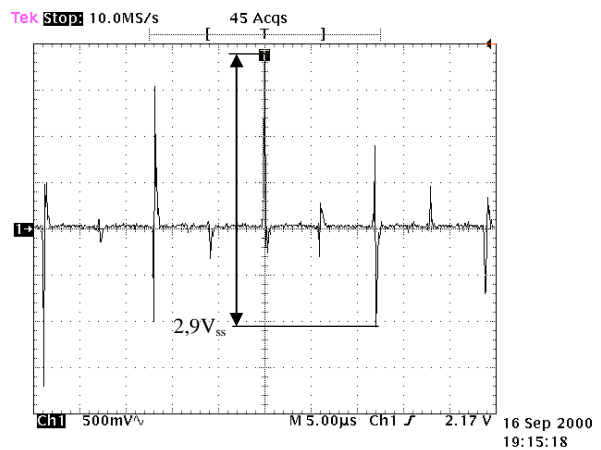


Abb. 15 Welligkeit der Ausgangsspannung unter Nennlast

9.2.2.3 Aufbau der Ausgangsspannung beim Einschalten

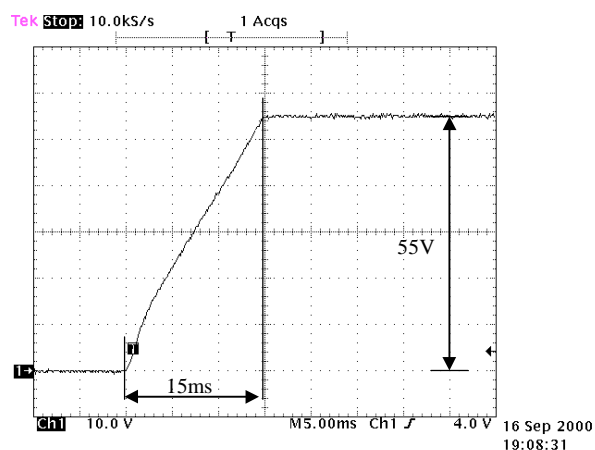


Abb. 16 Aufbau der Ausgangsspannung im Leerlauf

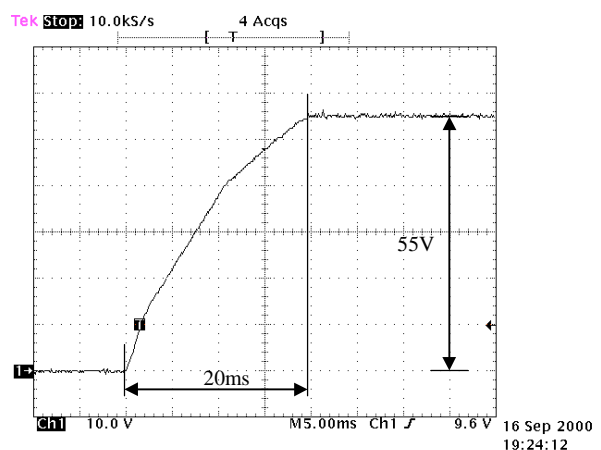


Abb. 17 Aufbau der Ausgangsspannung unter Nennlast

9.2.3 Aufnahme der Ströme und Spannungen an den Gegentaktschaltern

Hinweis: Kanal 1 (CH1) zeigt die Spannung U_{DS} des Transistors T1. An T2 wurde ein identisches Spannungsabbild gemessen. Aufgrund der Übersichtlichkeit wurde die U_{DS} von T2 nicht in den nachfolgenden Aufnahmen dargestellt.
Kanal 2 (CH2) zeigt das Spannungsabbild über den Strommeßwiderständen, die Bewertung beträgt 1,29A bzw. 3,22A pro Teilung.

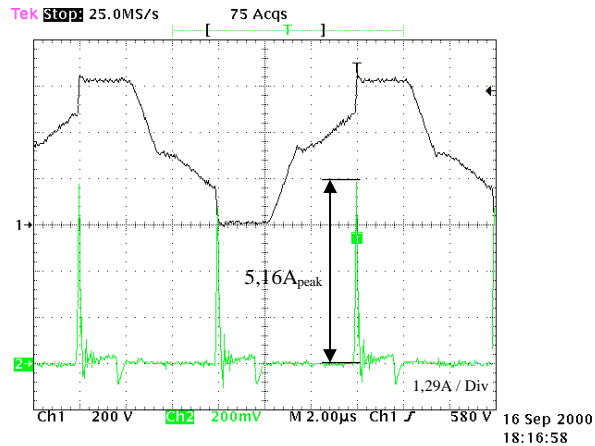


Abb. 18 Drainspannung und Drainstrom im Leerlauf

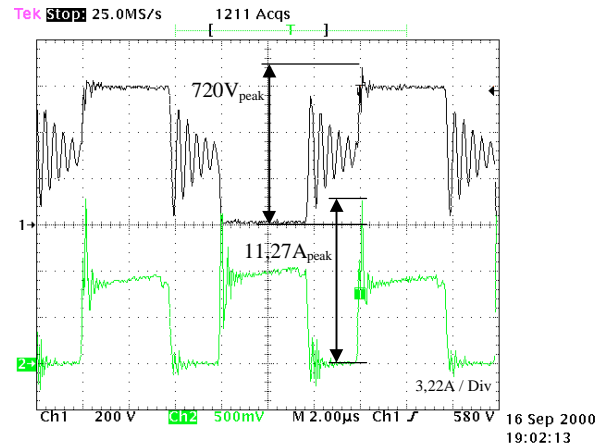


Abb. 19 Drainspannung und Drainstrom unter Nennlast

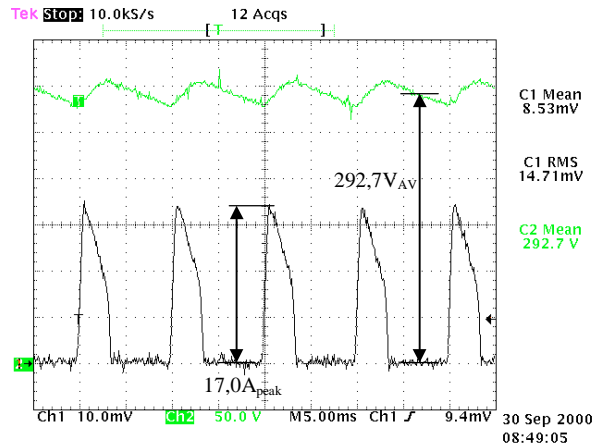
An den Leistungstransistoren T1 und T2 wurde eine maximale Spannungsspitze in Höhe von $720V_{peak}$ gemessen. Da die eingesetzten Transistoren eine Spannungsfestigkeit von 900V besitzen, ist eine ausreichende Reserve gegenüber Überspannungen auch bei Netz-Überspannung vorhanden.

Die während der Sperrphase beider Transistoren in Abbildung 10 zu sehende Schwingung, wird durch einen Resonanzkreis, gebildet aus der Streuinduktivität des Übertragers und den parasitären Kapazitäten, erzeugt. Sie beeinträchtigt das SNT in seiner Funktion nicht und kann daher vernachlässigt werden.

Die in beiden Aufnahmen zu sehende hohe Stromspitze im Einschaltmoment wird durch den Ausräumstrom der Dioden D11 und D12, sowie durch das Entladen der Wicklungskapazität des Übertragers hervorgerufen. Um ein Ansprechen der Strombegrenzung zu verhindern, muß die Stromspitze über das aus R21 und C22 gebildete Filter unterdrückt werden.

9.2.4 Messung des Ausgangsstroms des Eingangsgleichrichters

Hinweis: Um das Stromabbild nicht durch Meßwiderstände zu verfälschen, wurde der Ausgangsstrom des Gleichrichters KBU12J über ein Stromzangenmeßsystem erfaßt. Hierzu wurde in den "+" Anschluß des Gleichrichters eine Drahtschleife eingebracht und um diese die Stromzange angelegt.
Die Messung wurde unter Nennlast im Ausgang durchgeführt.



Kanal 1 (CH1) zeigt den Ausgangsstrom des KBU12J.

Die Bewertung beträgt 5A pro Teilung.

$$I_{\text{peak}} = 17,0\text{A}$$

$$I_{\text{RMS}} = 7,34\text{A}$$

$$I_{\text{AV}} = 4,26\text{A}$$

Kanal 2 (CH2) zeigt die Zwischenkreisspannung.

$$U_{\text{AV}} = 292,7\text{V}$$

Abb. 20 Ausgangsstrom des Eingangsgleichrichters

Die aufgenommenen Meßwerte liegen innerhalb der Datenblattgrenzwerte und bestätigen die Dimensionierung des Gleichrichters.

9.2.5 Leistungsaufnahme und Wirkungsgrad des Netzteiles

9.2.5.1 Messung der Leistungsaufnahme

Hinweis: Zur Ermittlung der Eingangsleistung wurde ein Wattmeter eingesetzt, die gemessene Leistung stellt somit die aufgenommene Wirkleistung dar.

Lastfall	Ausgangsleistung	Eingangsleistung
Leerlauf	10,5W	38,0W
Nennlast	1093W	1220W

9.2.5.2 Überprüfung des Wirkungsgrades

$$\eta = \frac{P_{\text{AUS}}}{P_{\text{EIN}}} = \frac{1093\text{W}}{1220\text{W}} = 0,896$$

9.3 Thermographische Aufnahme unter Nennlast

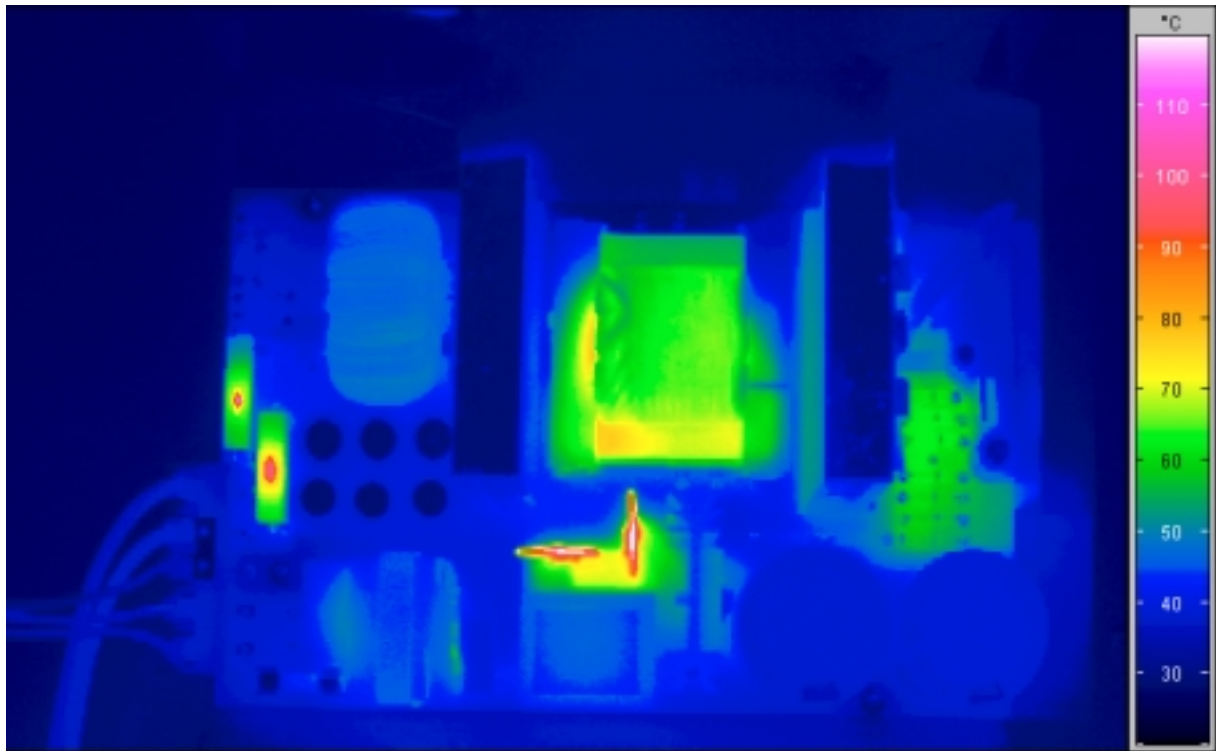


Abb. 21 Thermographische Aufnahme unter Nennlast (Draufsicht)

Hinweis: Für die thermographische Aufnahme durfte die Luftleitfolie zwischen den Kühlkörpern nicht montiert werden. Die Folie reflektiert die Wärmestrahlung des Übertragers und verhindert somit dessen Temperaturerfassung über das Kamerasystem.
Die Umgebungstemperatur betrug bei der Aufnahme 27°C und die Netzspannung 228V_{RMS} .

Durch die Verwendung einer Wärmebildkamera konnten frühzeitig Hot-Spots erkannt werden. Die Strommeßwiderstände, die Grundlastwiderstände und die zur Stoßstrombegrenzung eingesetzten NTC's zeichneten sich hierbei als deutliche Hitzequellen ab.

Gegen die starke Erwärmung der NTC's wurden keine Maßnahmen getroffen. Aufgrund der thermischen Mitkopplung stellt sich eine belastungsabhängige Betriebstemperatur ein. Diese kann auch durch eine Bauteilanordnung im Luftstrom des Lüfters nur unwesentlich gesenkt werden. Während der Testphase wurde eine max. Bauteiltemperatur in Höhe von 148°C ermittelt. Da die NTC's für Betriebstemperaturen bis 170°C geeignet sind, bestand kein weiterer Handlungsbedarf.

Der Temperaturhub an den Strommeß- und Grundlastwiderständen konnte durch eine gezielte Führung der Luftströmung deutlich gesenkt werden. Hierzu wurden verschiedene Luftleitfolien angefertigt und auf ihre Wirksamkeit durch Versuche überprüft. Der Spalt zwischen Lüfter und Kühlkörpern diente hierbei als Strömungsquelle für die umzuleitende Kühlluft.

Abbildung 16 zeigt das Netzteil mit den fertigen Isolier- und Luftleitfolien. Mit dieser Anordnung konnten die Temperaturen an den genannten Widerständen um ca. 15°C gesenkt werden.

Da alle Bauteile auch ohne Luftleitfolien innerhalb ihrer Grenzwerte betrieben werden, ist der Einsatz von Luftleitfolien nicht zwingend erforderlich. Die Folien tragen aber zu einer deutlichen thermischen Entlastung der Bauteile bei und wurden zur Steigerung der Betriebssicherheit eingesetzt.



Abb. 22 Ausführung der Isolation- und Luftleitfolien

9.4 Gewonnene Erkenntnisse

Innerhalb der ersten Testphase und der nachfolgenden Inbetriebnahme stießen die Entwickler auf zwei Problem-
punkte, die nur mit größerem Zeitaufwand gelöst werden konnten.

Zum einen konnte auf der ursprünglich einseitig ausgeführten Leiterplatte der Steuerbaustein UC3825 nicht in ein stabiles Betriebsverhalten versetzt werden. Die Schwierigkeiten stellten sich in einem starken Jitter der Gate-
signale dar und konnten durch das Einfügen von Entstörkondensatoren oder ähnlichen Maßnahmen nicht besei-
tigt werden. Erst durch Verstärkung und Änderung der GND-Leiterbahnführung des Steuerbausteins wurden
gleichmäßig breite Steuersignale erreicht. Unter Zuhilfenahme von flexibler Litze wurde die GND-Anbindung
des IC's bis zum Erreichen eines stabilen Betriebspunktes modifiziert. Aus diesen Versuchen resultiert die in
dieser Arbeit vorgestellte doppelseitige Leiterplatte.

Weiterhin wurde durch die Überprüfung der Schaltungsauslegung mittels Wärmebildkamera eine thermische
Überlastung des Übertragers festgestellt. Schon bei halber Nennlast konnte eine Wicklungstemperatur größer
100°C gemessen werden. Da die Berechnung der Wicklungsausführung schlüssig erschien, lag die Vermutung
nahe, daß der Skineffekt mit einem wesentlich höheren Verlustleistungsbeitrag als erwartet einwirkt. Unter Ein-
haltung der errechneten Windungszahlen und Wickelquerschnitte wurde ein komplett neuer Übertrager mit HF-
Litze angefertigt. Die abschließende Überprüfung der thermischen Auslastung bestätigte die Vermutung bezüg-
lich der Auswirkung des Skineffektes auf die Übertragerverluste.

Die Inbetriebnahme und Schaltungsüberprüfung gestaltete sich, abgesehen von den oben aufgeführten Punkten,
ohne weitere Schwierigkeiten. Die richtige Dimensionierung der übrigen Komponenten konnte in einem mehr-
stündigen Dauertest unter Voll- und Teillast bestätigt werden. Der im Anschluß ausgeführte Kurzschlußtest
wurde mit einem positiven Ergebnis abgeschlossen.

Bei einer Weiterentwicklung des Schaltnetzteils kann eine Schaltung zur Überbrückung der NTC's eingefügt
werden. Diese müßte nach Anlauf des Netzteils, zum Beispiel mit einem Relaiskontakt oder Halbleiter, die zur
Stoßstrombegrenzung eingesetzten NTC's überbrücken. Hierdurch könnte die Verlustleistung des Netzteils ge-
senkt und die Zyklen zur erneuten Einschaltbereitschaft gesteigert werden.

Der Ersatz der ohmschen Grundlast durch eine Konstantstromquelle würde durch die Abgabe der Verlustleistung
über einen Kühlkörper zu einem gleichmäßigeren Temperaturbild beitragen.

Abschließend konnte das hier vorgestellte SNT zur Versorgung der in der Einleitung beschriebenen USV-Anlage
eingesetzt werden. Dank der hohen Ausgangsleistung ist ein schnelles Nachladen der Pufferbatterien auch unter
Vollast der Anlage unproblematisch. Aufgrund des langsam laufendem Lüfters konnte die Geräuschbelastung
auf ein Minimum beschränkt werden.

Die gesamte Anlage verrichtet seit Abschluß dieser Arbeit ihren Dienst im Hintergrund des täglichen PC-
Einsatzes und konnte dem Anwender schon manchen Datenverlust aufgrund von Stromausfällen ersparen.

10 Anlagen

10.1 Quellenverzeichnis

- Ferrite und Zubehör, Firmenpublikation
Siemens Matsushita Components GmbH & Co. KG
Gedruckt in Deutschland, Ausgabe 1994
- Semikron innovation + service, Firmenpublikation
Semikron International Dr. Fritz Martin GmbH & Co. KG
Gedruckt in Deutschland 10/1996 für 1997/98
- Brechmann, G. : Elektrotechnik Tabellen Kommunikationstechnik
Braunschweig, Westermann Schulbuchverlag GmbH
Zweite Auflage, 1996, ISBN 3-14-225037-9

10.2 Abbildungsverzeichnis

- Abb. 1 Prinzipschaltung Online-USV
- Abb. 2 Prinzipschaltung Eintakt-Sperrwandler
- Abb. 3 Prinzipschaltung Eintakt-Durchflußwandler
- Abb. 4 Prinzipschaltung Gegentakt-Durchflußwandler
- Abb. 5 Blockschalbild Gegentakt-Durchflußwandler
- Abb. 6 Wicklungsaufbau
- Abb. 7 Stromlaufplan
- Abb. 8 Blockschalbild UC3825
- Abb. 9 Layout der Bestückungsseite
- Abb. 10 Layout der Lötseite
- Abb. 11 Bestückungsdruck der Bestückungsseite
- Abb. 12 Bestückungsdruck der Lötseite
- Abb. 13 Steuersignale von T1 und T2
- Abb. 14 Welligkeit der Ausgangsspannung im Leerlauf
- Abb. 15 Welligkeit der Ausgangsspannung unter Nennlast
- Abb. 16 Aufbau der Ausgangsspannung im Leerlauf
- Abb. 17 Aufbau der Ausgangsspannung unter Nennlast
- Abb. 18 Drainspannung und Drainstrom im Leerlauf
- Abb. 19 Drainspannung und Drainstrom unter Nennlast
- Abb. 20 Ausgangsstrom des Eingangsgleichrichters
- Abb. 21 Thermographische Aufnahme unter Nennlast
- Abb. 22 Ausführung der Isolation- und Luftleitfolien