

Bidirektionales Oberwellenfilter

Abteilung: Nachrichtentechnik

Jahrgang / Klasse: HN5B

Schuljahr: 1995/96

Projektleiter: Jagschitz Otto

Lehrer: Jagschitz Otto

Schüler: Anja Ellensohn; Markus Rüd

Dauer: von Sept. 95 bis Mai 96

Suchbegriffe: Bidirektionales Oberwellenfilter, Bidirektionales Schaltnetzteil

English abstract:

A process should be developed that made it possible to pull a current in sinusoidal waveform. This waveform must be independent from the load at the output. This circuit is produced because of the laws of emv distortions. This laws say that the high frequencies have to be eliminated to a very low amplitude. We build a Switch-circuit which can be operated in two directions. The first dircection is the Load-operation. This means that power is flows from the 230V net to the Load. The second direction is the Generator-operation. This means that the power comes form a Generator, which is connected to the output of our circuit. The differences with outhter Gleichrichtercircuits is that we can form at the outside a current which is sinusidal. Normally Gleichrichtercircuits cause a current that is very distorted. That means the current have no sinusidal waveform. It has very high alltiude that means a lot of high-frequencies.

How does this circuit operate?

First we have an IC, which steer and switch our FETs'. In opposite to normally Gleichrichterschaltungen we build a Schaltnetzteil. In the Load-operation we get a voltage, which is higher than the input. And in the other direction we get a voltage to the net which is lower than the input voltage from the generator. To get this conduct we have to transform the switcher into the Brückenschaltung (bridge-circuit). Now we have four FETs' to switch, also we must have four IC. We connect the PWM signal of one IC so with combine logic, that we can switch all four FETs' with only one IC.

The IC needs to operate the form of the input volage and the arithmetic middel of the line current, which we got from detectors. On the output it control the level of the voltage of the bulkcapactor. We also have to build a extern voltagesupplie. And in the input we have to designe a antidistortionfilter. If you have any more questions about the project please read the further notes of our docuenmtary in german. Thanks.

Zielsetzung:

Herkömmliche Gleichrichterschaltungen verursachen durch die Glättungskondensatoren im Bereich der Netzspannungsamplitude eine Ladestromspitze. Zur Vergrößerung der Stromflußzeit wird häufig eine Drossel in die Netzzuleitung geschaltet. Trotzdem verbleiben Spitzenströme, die ein Mehrfaches des Lastgleichstromes betragen. Dies hat zur Folge, daß größere Verluste an den Gleichrichterdiolen auftreten, die Funkentstörfilter müssen überdimensioniert werden. Wird nun in Verbindung mit einer Gleichrichteranordnung ein Wandler eingesetzt, der dem Netz einen sinusförmigen Strom entnimmt, so lassen sich damit folgende Eigenschaften erreichen:

- die Netzoberwellen lassen sich soweit verringern, daß die empfohlenen Bestimmungen erfüllt werden.
- die Ausgangsspannung ist geregelt und liegt bei Hochsetzstellern über dem Scheitelwert der Eingangsspannung, bei Sperrwandlern kann sie durch das Übersetzungsverhältnis der Wicklungen frei gewählt werden.
- die Kapazität des Glättungskondensators kann bei gleicher Amplitude der Brummspannung gegenüber einer herkömmlichen Gleichrichterschaltung halbiert werden.
- ein Wandler für sinusförmige Stromaufnahme verursacht natürlich zusätzliche Verluste. Diese werden aber größtenteils dadurch kompensiert, daß sich die Verluste im Netzgleichrichter und in den Ersatzserienwiderständen der Glättungskondensatoren verringern.

Ablauf:

Problemerkörterung und Erkennung

Planung

Entwurf

Testphase 1

Fehlerbehebung 1

Entwicklung

praktische Realisierung

Testphase 2

Fehlerbehebung 2

Fertigrealisierung, Ausblicke

Vorstellung

Ergebnis:

Bidirektionales Oberwellenfilter. Ein Schaltnetzteil, daß in beide Richtungen betrieben werden kann. In die Richtung des Lastbetriebes als Hochsetzsteller und in die Richtung im Generatorbetrieb als Tiefsetzsteller.

Verwertbarkeit/Verwendung:

Dieses Projekt kann als Schaltnetzteil und Energieeinspeisungsanpaßschaltung vom bzw. zum Netz eingesetzt werden. Insbesondere für Solaranlagen oder

sonstige Anlagen die auch als Generator verwendet werden können. Da getaktete Wandler für Stromversorgungen und Motorsteuerungen immer mehr Verbreitung finden, ist damit zu rechnen, daß die Netzbelastung und die Netzstörung durch Gleichrichterschaltungen und Einspeisungen entsprechend zunimmt. Dies wird dazu führen, daß die Elektrizitätsversorgungsunternehmen und Organisationen wie der VDE oder ÖVE stärker darauf drängen, daß bereits bestehende Bestimmungen eingehalten werden, bzw. daß Vorschriften derart erlassen werden, die eine drohende Netzverseuchung durch Störeinflüsse verhindern. Infolgedessen muß nach wirtschaftlichen Lösungen solcher Entstöreinrichtungen gesucht werden, um die Verbreitung der energiesparenden, getakteten Wandler voranzutreiben.

Bei geschlossenem Halbleiterschalter fließt ein Strom i_L durch die Drossel gemäß der Beziehung

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \int_{t_0}^t U_E/L \, dt$$

Beim Öffnen des Halbleiterschalters zum Zeitpunkt t_1 beträgt der Drosselstrom

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + U_E/L * T_{\text{ein}} \quad (U_E, L = \text{konst.})$$

Bei geöffnetem Halbleiterschalter nimmt der Drosselstrom ab gemäß der Beziehung

$$i_L(t) = i_L(t_1) - \int_{t_1}^t (U_A - U_E)/L \, dt$$

und erreicht bei erneutem Schließen des Halbleiters zum Zeitpunkt t_2 den neuen Anfangswert

$$i_L(t_2) = i_L(t_1) - (U_A - U_E)/L * T_{\text{aus}} \quad (U_E, U_A, L = \text{konst.})$$

Durch wechselweise Schließen und Öffnen des Halbleiterschalters kommt ein Energiefluß vom Eingang zum Ausgang zustande, der neben der Drosselinduktivität und den Spannungen an Eingang und Ausgang von den Schaltintervallen abhängig ist.

Freischwinger Hochsetzsteller mit sinusförmiger Stromaufnahme aus dem Netz und geregelter Gleichspannung am Ausgang

Ein solcher Hochsetzsteller wurde gewählt, um dem Netz sinusförmigen Strom zu entnehmen. Dieses Wandlerprinzip erlaubt eine stetige Transformation der Eingangsspannung und verursacht keine Probleme hinsichtlich magnetischer Kopplung und Streuinduktivitäten, was eine Voraussetzung für einen hohen Wirkungsgrad bedeutet. Eine Potentialtrennung zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung ist bei diesem Wandler nicht möglich. Das ist auch in vielen Anwendungsfällen nicht erforderlich, weil entweder der Verbraucher nicht vom Netz potentialgetrennt vertrieben wird oder weil ein nachgeschalteter Wandler diese Netztrennung übernimmt.

Der **Hochsetzsteller** arbeitet freischwingend. Dies ermöglicht den geringsten Aufwand für die Steuerlogik. Der Steuerteil besteht aus einem Regelverstärker, der die Ausgangsspannung U_{Aist} mit dem Sollwert U_{Asol} vergleicht. Im stationären Betriebsfall ist die Ausgangsspannung U_{R1} des Regelverstärkers eine Konstante, die im Multiplizierer mit dem Betrag der **Eingangsspannung** U_F multipliziert wird. Am Multiplizier-Ausgang erhält man nun eine **sinus-Betrag-förmige** Spannung, deren Amplitude vom Regelverstärker gesteuert wird. Diese **sinus-Betrag-förmige** Spannung bildet den Sollwert des Netzstromes. Der Netzstrom wird mit einem **Shunt-Widerstand** erfaßt und im **Komparator** mit dem Sollwert verglichen. Am Ausgang des Komparators erhält man ein Rechteck-Signal, das von der Treiberstufe verstärkt den Gate des IRF840-Transistors zugeleitet wird. Dadurch wird der Transistor so angesteuert, daß der Strom-Istwert und der Strom-Sollwert übereinstimmt. Im realen Betrieb ergibt sich eine geringe Abweichung, die von der Empfindlichkeit des Komparators abhängt.

Die Empfindlichkeit des Komparators bestimmt auch die Schalthysterese und damit die Frequenz des Wandlers. Die **Treiberstufe** beinhaltet noch eine Sicherheitseinrichtung, welche die **Gate-Ansteuerung** erst dann freigibt, wenn die Steuerlogik mit einer ausreichenden Spannung **versorgt** wird.

Ein besonderes Interesse gilt der Diode D. Beim Übergang einer Diode vom leitenden in den gesperrten Zustand müssen bekanntlich die Ladungsträger im PN-**Übergang** ausgeräumt werden. Diese Eigenheit führt im vorliegenden Fall üblicherweise zu erheblichen **Diodenrückströmen** und damit zu **SchaltVerlusten** beim Schließen des Halbleiterschalters.

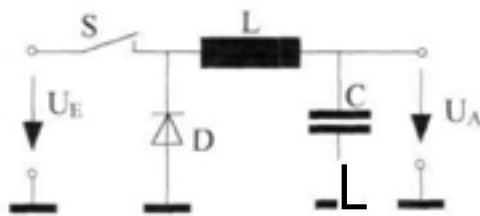
Die speziellen Eigenschaften des IRF840-Transistors wie

- keinen **Durchbruch** zweiter Art
- sowie ein Ausgangskennlinienfeld mit strombegrenzender Charakteristik

ermöglicht bei entsprechender Ansteuerung einen schonenden Schaltvorgang für die Diode und tragbare Verluste im Transistor.

Die **Arbeitsfrequenz** liegt etwa zwischen 20kHz und 70kHz. Die Steuerlogik nimmt einen Strom von weniger als 3mA auf. Die Versorgung erfolgt hier über einen Widerstand direkt von der **Ausgangsspannung**.

Wird die Steuerlogik über kapazitive Teiler oder von einer anderen Spannungsquelle versorgt, verringert sich die Verlustleistung um etwa 1W. Dadurch läßt sich der Wirkungsgrad nochmals beachtlich steigern.

Der Abwärts-Wandler oder Tiefsetzsteller:

Der Wechselschalter läßt sich jeweils vereinfachen, indem man einen Zweig mit einem einfachen Ausschalter realisiert und den anderen mit einer Diode. Damit ergibt sich der Abwärts-Wandler in **Figur10**. Solange der **Schalter** geschlossen ist, wird $U_L = U_E$. Wenn er sich öffnet, behält der Drosselstrom seine Richtung bei, und U_L sinkt ab, bis die Diode leitend wird, also ungefähr auf Nullpotential. Der zeitliche Verlauf des Spulenstroms ergibt sich aus dem Induktionsgesetz

$$U_L = L \cdot dI_L/dt$$

Während der Einschaltzeit t_{ein} liegt an der Drossel die Spannung $U_L = U_E - U_a$, während der Ausschaltzeit t_{aus} die Spannung $U_L = -U_a$. Daraus ergibt sich mit Gl. (18.9) die Stromänderung

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot (U_E - U_a) \cdot t_{\text{ein}} = \frac{1}{L} \cdot U_E \cdot t_{\text{ein}}$$

Aus dieser Bilanz läßt sich die Ausgangsspannung berechnen:

$$U_a = t_{\text{ein}} / (t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}) \cdot U_E = t_{\text{ein}} / T \cdot U_E = p \cdot U_E \quad \text{Gleichung 1}$$

Darin ist $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}} = 1/f$ die Schwingungsdauer und $p = t_{\text{ein}}/T$ das Tastverhältnis. Man sieht, daß sich als **Ausgangsspannung** erwartungsgemäß der arithmetische Mittelwert von U_L ergibt.

Ganz anders wird die Funktionsweise der Schaltung, wenn der Ausgangsstrom I_a kleiner wird als

$$I_{a,\text{min}} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = T / (2 \cdot L) \cdot U_a \cdot (1 - U_a/U_E) \quad \text{Gleichung 2}$$

Dann sinkt der **Drosselstrom** während der **Sperrphase** des Schalters bis auf Null ab, die Diode sperrt, und die Spannung an der Drossel wird Null. Zur Berechnung der Ausgangsspannung wollen wir einmal annehmen, daß die Schaltung verlustfrei arbeitet. Dann muß die mittlere Eingangsgleichung gleich der Ausgangsleistung werden:

$$U_E \cdot \bar{I}_E = U_a \cdot I_a \quad \text{Gleichung 3}$$

Der Strom durch die Drossel steigt während der Einschaltdauer t_{ein} von Null auf den Wert

$I_L = U_L \cdot t_{\text{ein}} / L$ an. Der arithmetische Mittelwert des Eingangsstroms beträgt daher

$$\bar{I}_c = t_{\text{ein}}/T * 1/2 * I_L = t_{\text{ein}}^2/(2 * T * L) \neq U_L = T/(2 * L) * (U_c - U_a)p^2$$

Einsetzen in **Gleichung 3** ergibt die Ausgangsspannung bzw. das Tastverhältnis

$$U_a = (U_c^2 * p^2 * T)/(2 * L * I_a + U_c * p^2 * T) \quad \text{bzw.} \\ p = \sqrt{(2 * L/T) * U_a/(U_c * (U_c - U_a))} * \sqrt{I_a}$$

Um zu verhindern, daß die Ausgangsspannung bei kleinen Strömen ($I_a < I_{a,\text{min}}$) ansteigt, muß man p entsprechend reduzieren. Bei Strömen über $I_{a,\text{min}}$ bleibt das **Tastverhältnis** nach Gleichung 1 konstant. Dies gilt jedoch nur bei einer verlustfreien Schaltung. Sonst muß p auch oberhalb von $I_{a,\text{min}}$ mit zunehmendem **Ausgangsstrom** - wenn auch viel geringer - vergrößert werden, um die Ausgangsspannung konstant zu halten.

Dimensionierung

Die Induktivität der Speicherdrossel wählt man nach Möglichkeit so groß, daß $I_{a,\text{min}}$ nicht unterschritten wird. Aus Gleichung 2 folgt dann

$$L = T * (1 - U_a/U_c) * U_a/(2 * I_{a,\text{min}})$$

Der maximale Strom durch die Speicherdrossel und damit auch durch den Schalter und die Diode beträgt dann $I_{L,\text{max}} = I_E + I_{a,\text{min}}$. Als freier Parameter bleibt dann noch die **Schwingungsdauer** $T = 1/f$. Um mit einer kleinen Induktivität auszukommen, wählt man die Frequenz f so hoch wie möglich. Dem steht jedoch entgegen, daß bei hohen Frequenzen der Schalttransistor teuer und die Ansteuerschaltung aufwendiger wird. Außerdem nehmen die dynamischen Schaltverluste proportional zur Frequenz zu. Aus diesen Gründen werden Schaltfrequenzen zwischen 20kHz und 200kHz bevorzugt.

Der **Glättungskondensator** C bestimmt die Welligkeit der Ausgangsspannung. Der Ladestrom beträgt $I_C = I_L - I_a$.

$$\Delta U_a = \Delta Q/C = 1/C * 1/2 * (1/2 * t_{\text{ein}} + 1/2 * t_{\text{aus}}) * 1/2 * \Delta I_L = T/(8 * C) * \Delta I_L$$

Glättungskapazität

$$C = (1 - U_a/U_c) * (T^2 * U_a)/(8 * L * \Delta U_a) = (T * I_{a,\text{min}})/(4 * \Delta U_a)$$

Bei der Auswahl des Glättungskondensators ist darauf zu achten, daß er einen möglichst niedrigen Serienwiderstand und eine möglichst niedrige Serieninduktivität besitzt. Um dies zu erreichen, schaltet man meist einen oder mehrere Elektrolytkondensatoren und keramische Kondensatoren parallel.

Berechnung und Erklärung der Drossel L5

Die Drossel wird als speicherndes Element des Hochsetzstellers verwendet.
Siehe auch Hochsetzsteller

$$\Delta i_{L+} = i_{L+} \text{ bei } t = 1$$

$$\Delta i_{L-} = \Delta i_{L+} \text{ bei } t = 2$$

$$U_a = 450V$$

$$U_e = 280V$$

$$T = 1/100kHz = 10\mu s = T_{ein} + T_{aus} = \text{konstant}$$

$$T_{aus} = T - T_{ein}$$

$$\Delta i_{L+} = i(t_1) - i(t_0) * 1/2A * 2 < 1A$$

$$(100W \text{ bei } 200V \Rightarrow I = P/U = 0.5A; i_{t0} = i_{t2})$$

$$\Delta i_{L-} = i_L(t_2) - i_L(t_1) \leq 1A$$

$$i_L(t_1) = i_L(t_0) + U_e/L * T_{ein}$$

$$i_L(t_2) = i_L(t_1) - (U_a - U_e)/L * T_{aus}$$

$$A: 1A = (450V - 280V)/L * T_{ein} = 170V/L * T_{ein}$$

$$B: 1A = 280V/L * T_{aus} = 280V * (T - T_{ein})$$

$$1A = 280V/L * (T - 1A * L / 170V)$$

$$T = 1A * L * 1/280V + 1A * L / 170V$$

$$L * 1A * (1/280V - 1/170V) = T = 10\mu s$$

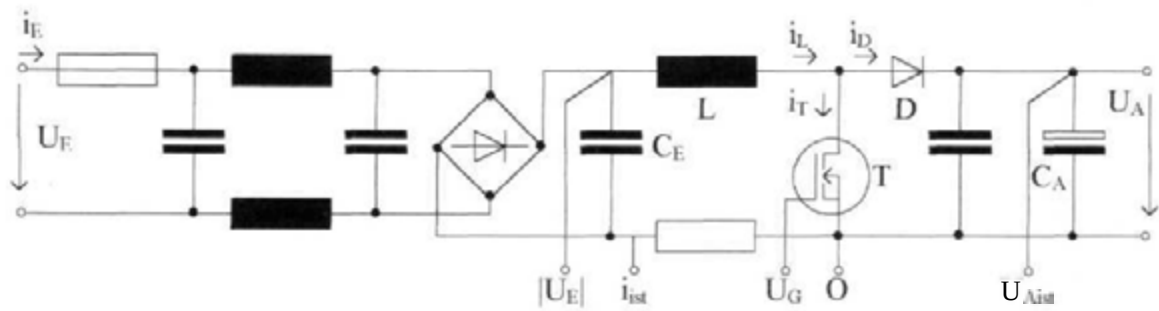
$$L \geq 1.06mH \text{ bei } 2A$$

Standart: 2x10mH

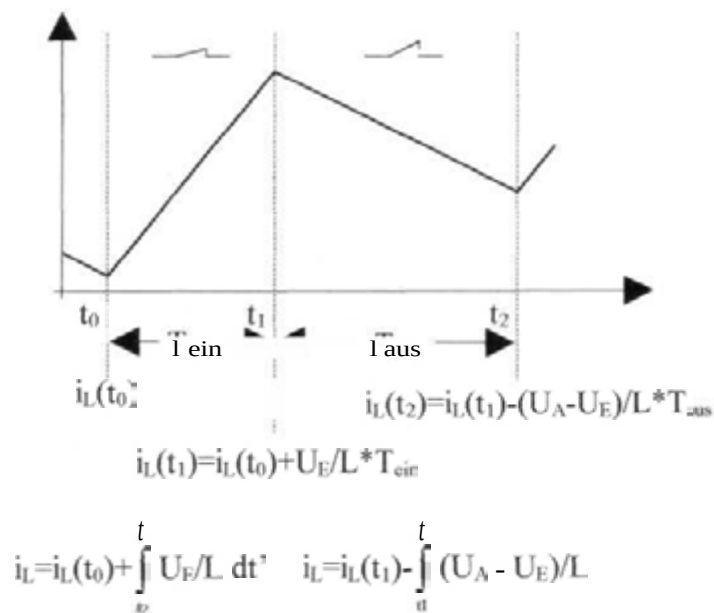
$$C = 220nF - 680nF \Rightarrow C = 330nF \text{ C37}$$

Siehe auch Aufwärtswandler im Anhang!

Hochsetzsteller



Zeitlicher Verlauf des Drosselstromes bei konstanter Eingangsspannung U_E



Siehe auch Anlage Schaltnetzteile

Platzgründen der Boost-Elko nicht so nahe an die Brückenausgänge hardwaremäßig angefügt werden kann.

Berechnung des Boost-Kondensators:

Berechnung und Erklärung des Ladekondensators C12

Wirkung und Wahl des Ladekondensators

Kapazitätswert: $C_L = I_L \cdot T / U_g$

I_L Laststrom in A

U_g Gleichspannung in V

T Zeitkonstante in s (Maximalkapazität siehe Datenblätter)

Welligkeitsspannung (Effektivwert); Brummspannung U_{Br}

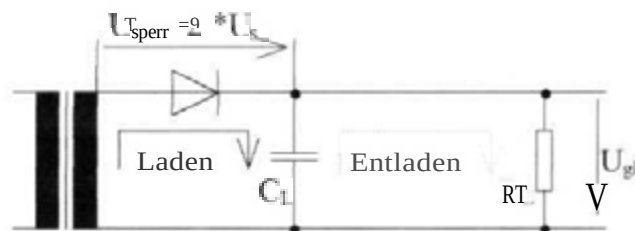
$U_W = k^* \cdot I_L / C_L$

k^* Schaltungskonstante

U_W effektive Welligkeitsspannung in V

Welligkeit

$W = \Delta U / U_g \approx 2 \cdot \sqrt{2} \cdot EW$ W Welligkeit



Kondensatorberechnung:

$$I_{Aeff} = I_{DC,eff} + I_{AC,eff}$$

$$I_{ASS} = I_{AC,eff} / (2 \cdot \sqrt{2}) \approx 0,34 \cdot A_{eff,AC}$$

$$U_{BrSS} = 7\% \cdot U_C = 7\% \cdot 380V = 26,6V$$

$$\Rightarrow U_{AC,eff} = 26,6V / (2 \cdot \sqrt{2}) \approx 9,5V$$

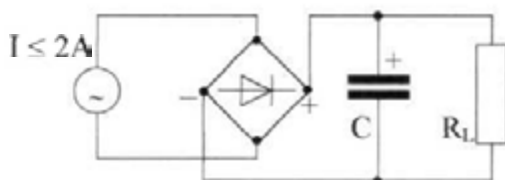
$$I_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot U_L \Rightarrow C \approx I / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot U) \approx 0,34 / (2 \cdot 100 \cdot 9,5) \approx 56\mu F!$$

idealer Elko

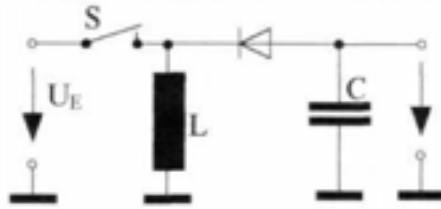
R_L wird gewählt: $U_C = 380V$ und $I = 2A$

R_L erster Ansatz 380Ω

$C = 220\mu F$



Siehe auch Friedrich Seite 238

Der Aufwärts-Wandler oder Hochsetzsteller:

Wir möchten einen Hochsetzsteller oder anders genannt Aufwärtswandler im Lastbetrieb nachbauen. Wie schon in der Einleitung erwähnt tritt bei Netzgeräten mit linearen Serienreglern drei wesentliche Verlustfaktoren auf:

Der Netztransformator, der Gleichrichter und der Regeltransistor.

Der Wirkungsgrad solcher Schaltungen beträgt meist nur 25% bis 50%. Die Verlustleistung kann also bis zu dreimal so groß werden wie die abgegebene Leistung. Dadurch entsteht nicht nur ein großer **Energieverlust**, sondern auch ein entsprechendes Kühlungsproblem.

Formel für Verlustleistung

$$P_{\text{verlust}} = P_{\text{aufnahme}} - P_{\text{abgabe}} = (1/\eta - 1) \cdot P_{\text{abgabe}}$$

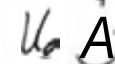
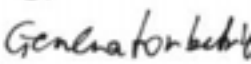
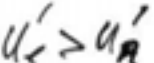
Die Verluste im Serienregler lassen sich stark reduzieren, indem man den kontinuierlich geregelten Transistor durch einen Schalter wie in folgender Abbildung ersetzt. Um die gewünschte Ausgangsspannung zu erhalten, benötigt man zusätzlich ein Tiefpaßfilter, das den zeitlichen Mittelwert bildet. Die Größe der Ausgangsspannung läßt sich in diesem Fall durch das Tastverhältnis bestimmen, mit dem der Schalter geschlossen wird. Wenn man ein LC-Tiefpaßfilter verwendet, gibt es Regler keine systematische Verlustquelle mehr. Das sich der beschriebene Schaltregler auf der Sekundärseite des Netztransformators befindet, bezeichnet man solche Netzteile auch als **sekundärgetaktete** Schaltnetzteile, bei uns prägen wir deshalb den Namen **bidirektionales Oberwellenfilter**.

Die Verluste im Netztransformator werden durch den Schaltregler natürlich nicht reduzieren.

Wie schon der Name „Hochsetzsteller“ sagt, ist die Ausgangsspannung dieses Wandlers größer als die Eingangsspannung.

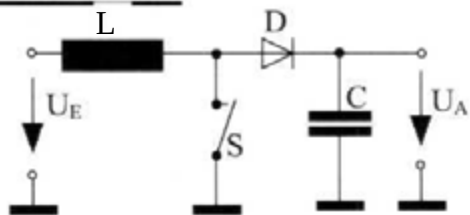
Die Schlüsselemente sind ein **Glättungskondensator** CE am Eingang, eine Speicherdrossel L, ein Halbleiterschalter T, eine schnelle Gleichrichterdioden D und ein Glättungskondensator C_A am Ausgang.

Die Funktionsweise des Wandlers sei kurz erläutert:

$$\bar{I}_-, I_+$$


Bruckner
Tiefsohn

4. Sperrwandler



Er besteht aus dem Halbleiterschalter S, dem Transformator T, der Gleichrichterdiode D und dem Ladekondensator C sowie dem Lastwiderstand R_L . Zur Erklärung der Wirkweise nehmen wir an, daß alle Bauelemente ideales Verhalten zeigen und der stationäre Zustand erreicht sei. Während der Leitphase t_1 von S liegt an der Primärwicklung L_1 die Spannung U_1 . Sie treibt einen sägezahnförmigen Strom i_1 , für den man bei genügend großem L_1 schreiben kann

$$i_1(t) = i_{10} + U_1/L_1 \cdot t$$

i_{10} ist im vorliegenden Fall NULL. ($t_c < t < t_1$)

Die Stromänderung im Zeitraum t_1 beträgt somit

$$\Delta i_1 = U_1/L_1 \cdot \Delta t = U_1/L_1 \cdot t_1$$

und die aufgenommene Energie

$$P = U_1 \cdot \Delta i_1 \cdot t_1$$

Die Diode im Sekundärkreis ist so gepolt, daß sie während der Leitphase S gesperrt ist, also steht über ihr die Spannung

$$u_c = -n_2/n_1 \cdot U_1 + U_2$$

Zu Beginn der Sperrphase im Zeitpunkt t_{1+} sperrt der Schalter S; i_1 wird NULL. Aufgrund des Induktionsgesetzes kommt D jetzt in den Durchlaß, und der transformierte Strom

$$i_2 = i_1 \cdot n_1/n_2$$

hat den Wert

$$i_2'(t_{1+}) = i_1(t_{1-})$$

Er klingt unter gleichzeitigem Abbau der magnetischen Energie in T zeitlinear ab. Dabei wird C aufgeladen.

Für i_2 gilt im Zeitraum t_2

$$i_2' = i_{20}' - U_2'/L_2' \cdot t$$

$$(t_{1+} \leq t \leq t_2)$$

Während der Sperrphase liegt an der Primärwicklung die Spannung

$$u_1 = -n_1/n_2 \cdot U_2$$

und am Schalter S

$$U_s = U_1 - n_1/n_2 U_2$$

Die im Sekundärkreis umgesetzte Energie beträgt

$$P_2 = U_2 \cdot \Delta i_2 \cdot t_s = P_1$$

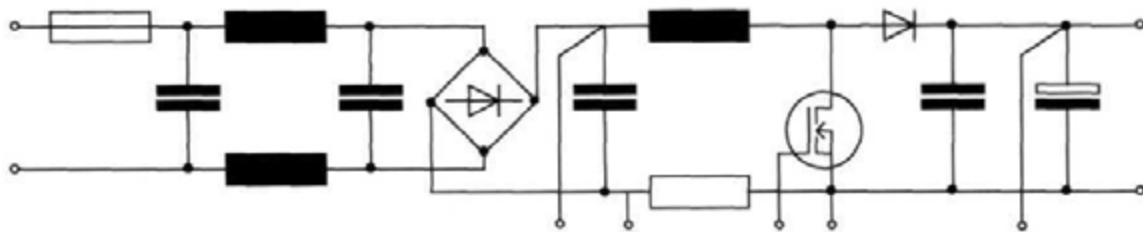
Sie ist im verlustfreien Fall gleich der im Primärkreis, also sind bei $n = n_2$ oder $\ddot{u} = 1$ wegen $\Delta i_1 = \Delta i_2$ die Spannungszeitflächen

$$U_1 \cdot t_1 = U_2 \cdot t_s$$

Bezeichnet man mit T_c die Periodendauer und mit $v = t_1/T_c$ das Tastverhältnis, so erhält man für $\ddot{u} = 1$ das Spannungsübersetzungsverhältnis

$$U_1/U_2 = t_s/t_1 = (T_c - t_1)/t_1 = 1/v - 1$$

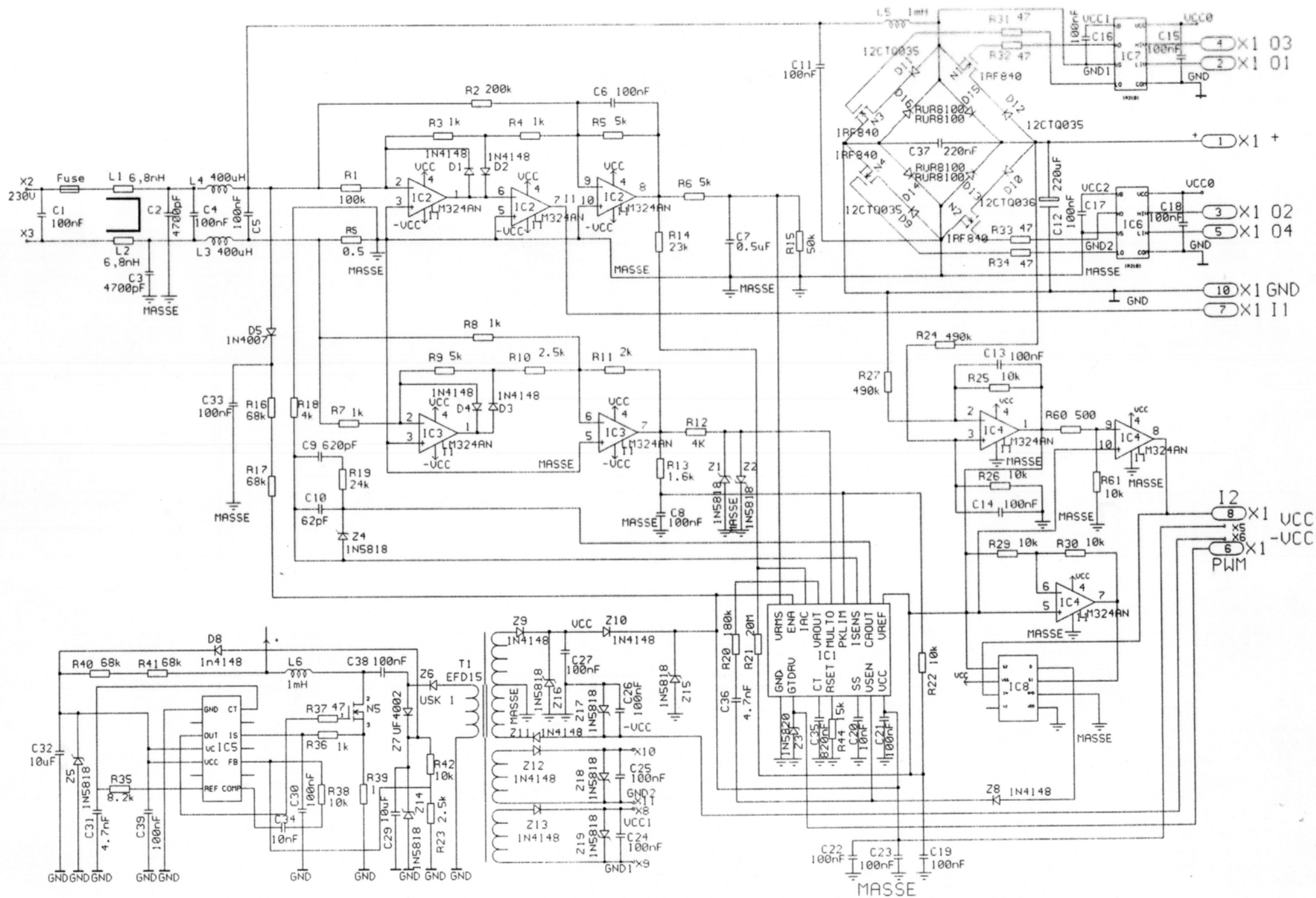
Der Sperrwandler hat seinen Namen daher, weil die magnetische Energie im Trafo während der Sperrphase des Primärkreises in den Sekundärkreis transformiert wird.



Die Bezeichnung Sperrwandler erklärt sich daraus, daß während der Durchflußphase des Halbleiterschalters Energie im Übertrager gespeichert wird, die in der Sperrphase an die Sekundärseite abgegeben wird. Um möglichst viel Energie im Übertrager speichern zu können, verwendet man Übertragerkerne mit Luftspalt. Da zwischen Primär- und Sekundärkreis kein direkter **Energiefluß** zustande kommt, sondern nur ein indirekter durch **Zwischenspeicherung** im Übertrager, kann bei diesem Wandlertyp sekundärseitig ohne Zwischenschaltung einer Drossel auf einen Kondensator gespeist werden. Dies ist sogar zwingend erforderlich, damit die Spannung an den Übertragerwicklungen nicht über alle Grenzen ansteigt.

4.1 Funktionsprinzip

Dieser Wandler besteht aus einem **eingangsseitigen** Glättungskondensator CE, der die Funktion hat, die gleichgerichtete Netzspannung zu glätten und die vom Wandler beanspruchten pulsartigen Ströme **induktivitätsarm** zu liefern. Im Gegensatz zum **Eintakt-Durchflußwandler** wird hier der Magnetisierungsstrom





Schaltnetzteile (SNT)

Neue Bauelemente und ihre Anwendung

- SIPMOS
- SIEMENS - SNT - IS

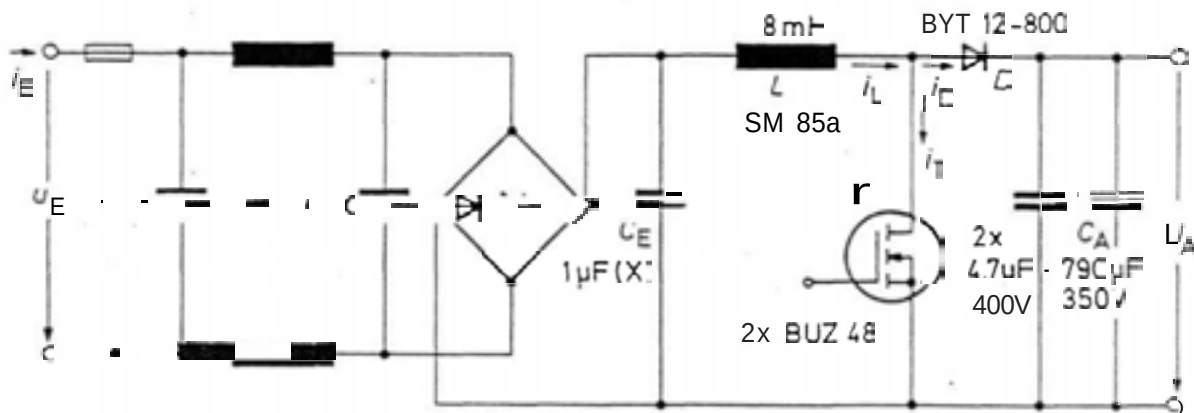
SIEMENS AG
BEREICH HALBLEITER
AUTO- / INDUSTRIELEKTRONIK
BALANSTR. 73

8000 MÜNCHEN 80

BEARBEITER: Werner Schott
Dipl.Ing. (FH)

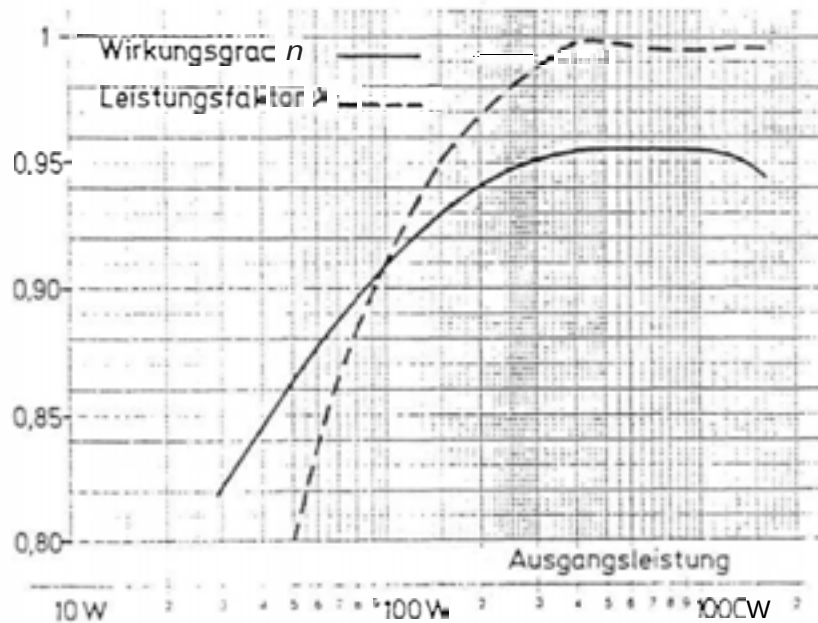
TELEFON: 089/4144-2370

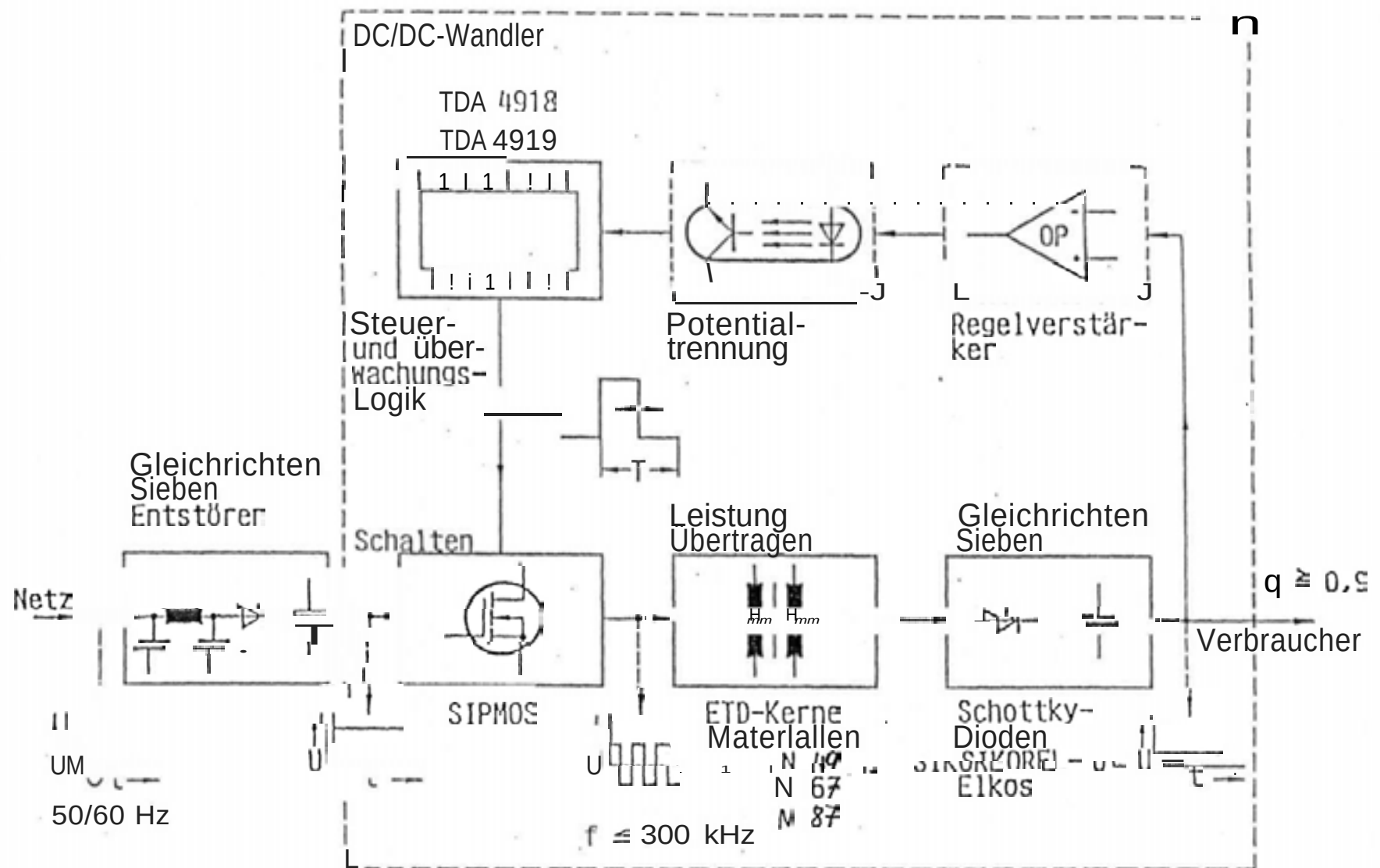
Betriebsverhalten des aktiven Oberwellenfilters



Kenndaten

Ausgangsleistung	1600 W
Ausgangsgleichspannung	338 V
Eingangsspannungsbereich	180...240 V _{eff}
Taktfrequenz	40 kHz
100 Hz - Brummspannung	20 V _{ss}
Leistungsfaktor	0,99
Wirkungsgrad	0,94





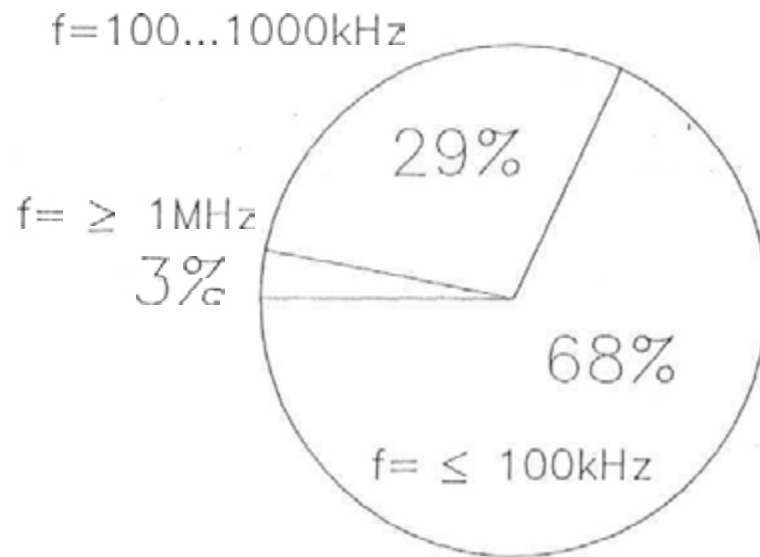
Neue Bauelemente für PWM-geregelte Schaltnetzteile

SWITCHED-MODE POWER SUPPLIES (SMPS)

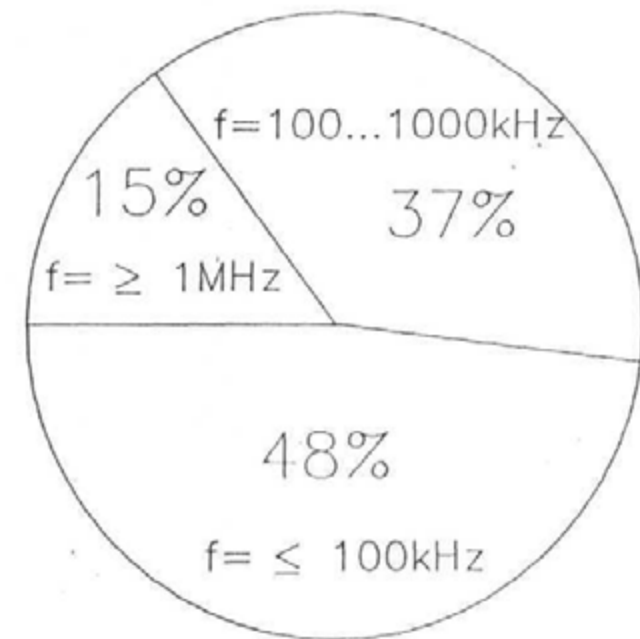
1988

SCHALTNETZTEILE (SNT)

1993



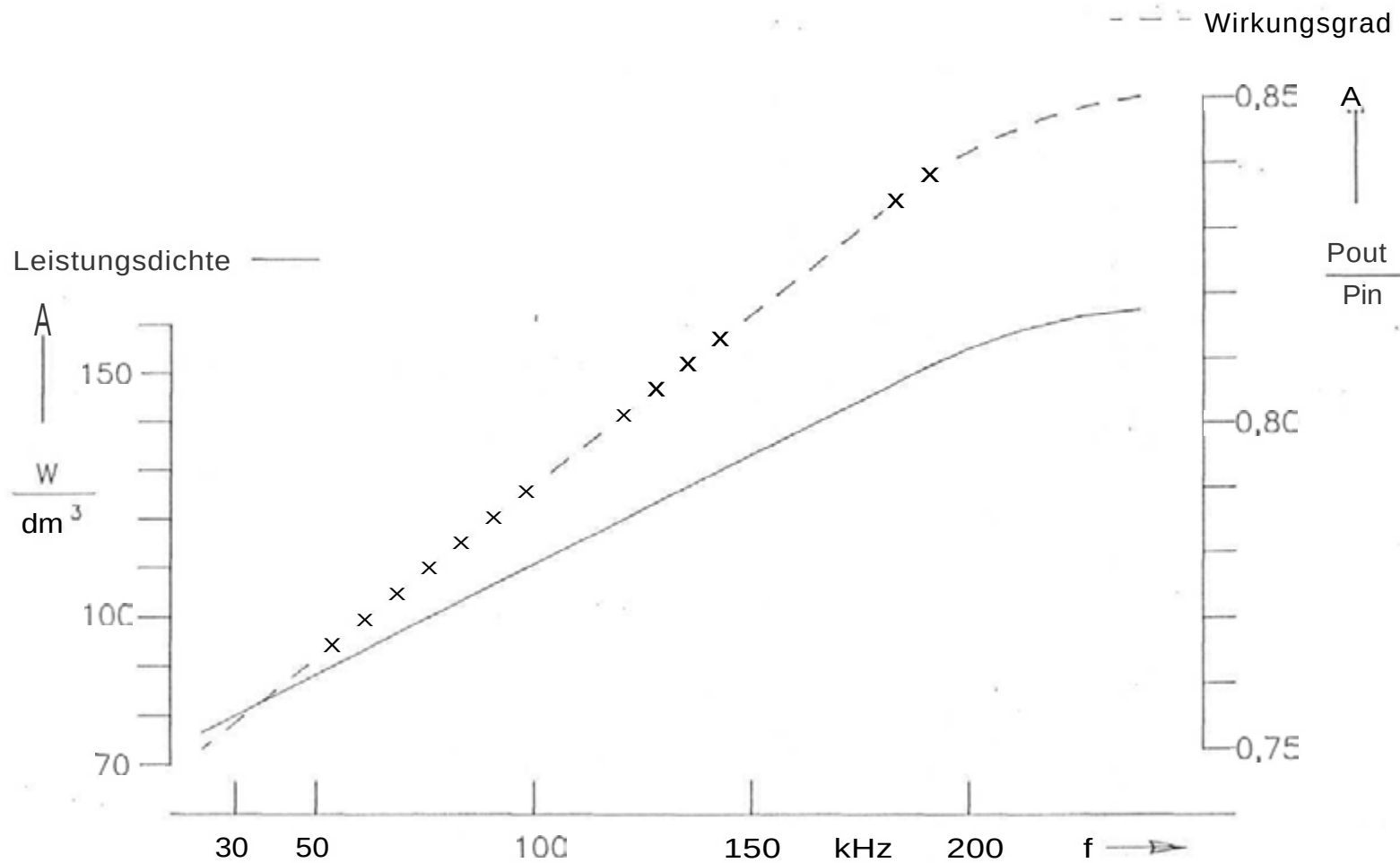
mittleres
Wachstum
+20%



Taktfrequenz bei primärgetakteten und sekundärgetakteten Wandlern
Switching Frequency of AC/DC- and DC/DC- Converters

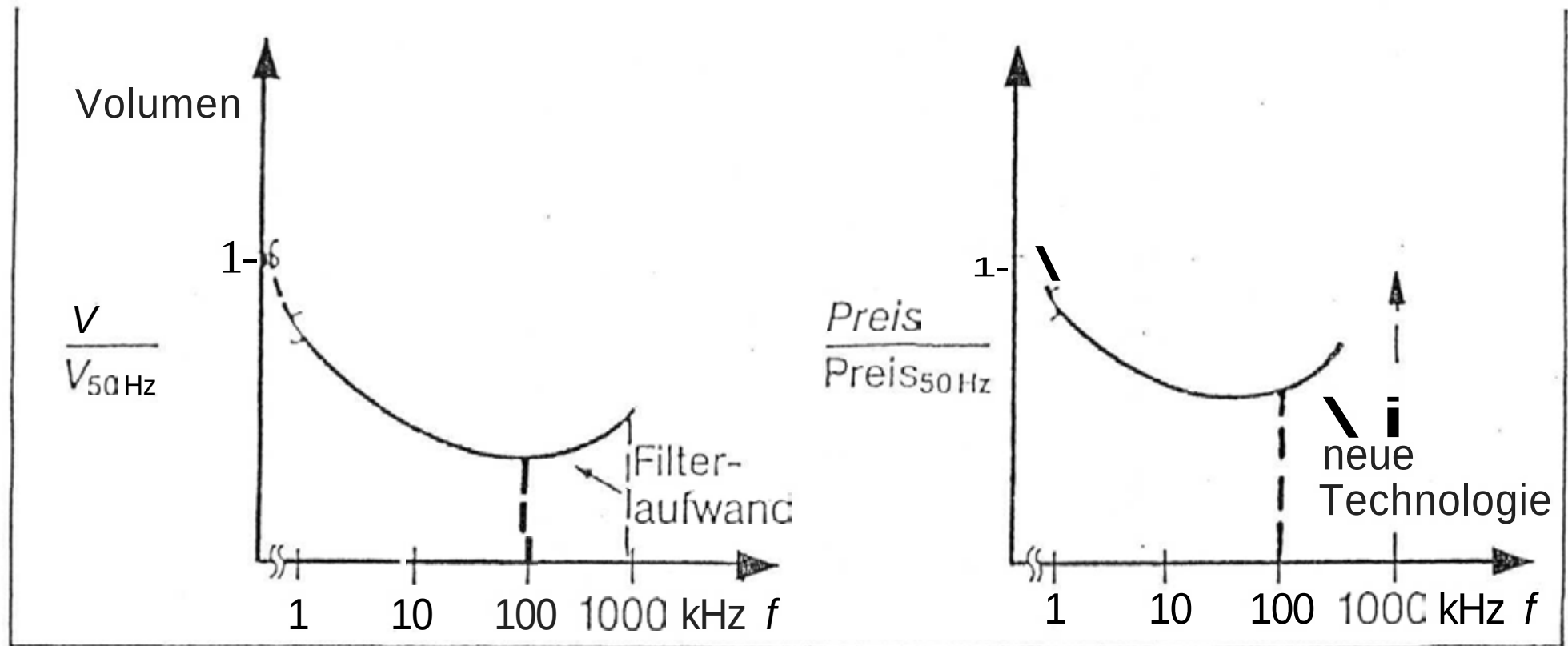
Arbeitsfrequenz	50 kHz	200 kHz
Trafo-Bauform	ETD 39 (N 27)	ETD 39 (N 67)
Drossel-Bauform	ETD 39 (N 27)	ETD 34 (N 27)
Schalttransistor	1 x BUZ 80 A	2 X BUZ 80
Ausgangsgleichrichter	Schottky	Schottky
Eingangsspannung	220 V AC	220 V AC
Ausgangsleistung	100 W	200 H
Wirkungsgrad	80 %	85 %

Eintaktflußwandler mit 50 kHz und mit 200 kHz



Leistungsdichte und Wirkungsgrad von SNT
als Funktion der Arbeitsfrequenz

Volumen- und Preisoptimum in Abhängigkeit von der SNT-Taktfrequenz (PWM), bezogen auf Transformator-Netzteile



Wandlerart in Abhängigkeit von der Leistung

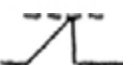
Leistung (W)	1 - 10	10 - 100	100 - 300	300 - 1000	1000 - 3000	> 3000
Eintakt-Sperrwandler	X	X	X			
Eintakt-Durchflußwandler		X	X			
Halbbrücken-Wandler			X	X		
Vollbrücken-Wandler			X	X	X	
Gegentakt-Wandler			X	X	X	X

V_{DS} in Abhängigkeit von der Wandlerart bei - 220 V-Netzspannung

Schaltung	Sperrspannung V_{DS}	SiPHOS
Sperrwandler	1000V	BUZ 5.-Reihe
Eintaktflußwandler Gegentaktwandler	800V	BUZ 8.-Reihe
asymmetrische Halbbrücke symmetrische Halbbrücke Vollbrücke	500V	BUZ 4.-Reihe

SNT-VARIANTEN

Netzspannung 220V- $\pm 10\%$ $\eta = 80\%$; f = 100kHz

Ausgangs- leistung PA W	Sperrwandler		Eintakt- fluß- wandler	Asymmet- rische Halbbrücke	Symmet- rische Halbbrücke	Vollbrücke	Gegen- takt- wandler
							
0... 50	BUZ 50 A						
50... 80	BUZ 31G	BUZ 50A					
80... 120	BUZ 54A	BUZ 31G					
120... 150	BUZ 54		BUZ 80				
150... 180	BUZ 35?		BUZ 307				
		BUZ 54 A	BUZ 80A		2x BUZ 42 o.		
		BUZ 358	BUZ 307		2x BUZ		
180... 230		BUZ 54	BUZ 84		2x BUZ 41A o.		
		BUZ 357	BUZ 356		2x BUZ		
230... 300				2x BUZ 45			2x BUZ 84
300... 400				2x BUZ 330			2x BUZ 350
400... 500					2x BUZ 45		
					2x BUZ 330	4x BUZ 41A o.	
						4x BUZ	
500... 800						4x BUZ 45	

T0218-Gehäuse

SIEMENS

Vergleich im SNT SIPMOS und bipolare Leistungstransistoren

	Leistungs-MOSFET	Bip. Leistungstransistor
Stückkosten	teilweise etwas höher als Bipolartransistoren	niedrig bei Standardtypen höher bei Spezialtypen
Schaltfrequenz	sehr hoch (MHz) Vorteil: Miniaturisierung beim DC/DC-Wandler	< 100 kHz bei Standardtypen
Ausschaltzeit	sehr kurz Vorteile: Regeldynamik , Strombegrenzung	mitte bis lang (Speicherzeit)
<u>Verlustleistung:</u> <ul style="list-style-type: none"> • Durchlaßverluste • Schaltverluste • Snubber-Verluste • Ansteuerleistung 	niedrig bei Niedervolttypen hoch bei Hochvolttypen sehr niedrig niedrig sehr niedrig	mittel bei nichtgesättigtem Betrieb niedrig bei gesättigtem Betrieb mittel mittel bis hoch hoch
Zuverlässigkeit	hoch kein 2. Durchbruch	nur hoch bei richtiger Ansteuerung und Entlastungsbeschaltung (2. Durchbruch)

Größere_Betriebssicherheit

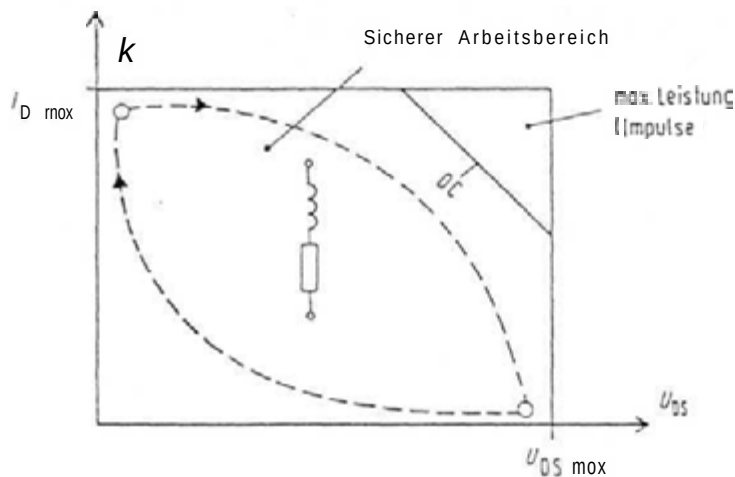
SOA-Diagramm:

Der Sicherheitsbereich im Kennlinienfeld eines **SIPMOS-FET** ist für Stoßlasten dem eines bipolaren Transistors überlegen. Speziell beim Schalten von induktiver Last **müssen** oft große Spannungs- und Stromspitzen am Halbleiterschalter überstanden werden, die beim **Bipolar-Transistor** leicht zur Zerstörung durch "Second Break-down" führen.

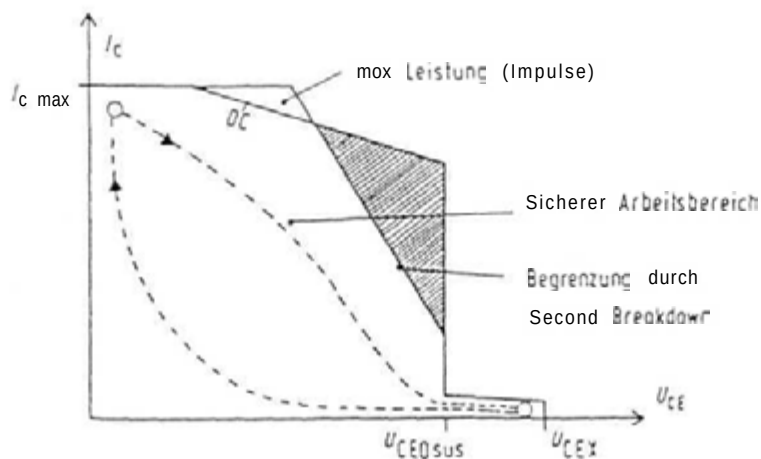
Wie aus der Lastkennlinie des Bipolar-Transistors ersichtlich ist, sind Belastungen, wo hohe Ströme und hohe Spannungen gleichzeitig auftreten, nicht mal für kurze Zeit erlaubt. Die Belastung des SIPMOS-Transistors wird ausschließlich von der Aufwärmung (Wärme-widerstand und Wärmekapazität) begrenzt. Für kurze Zeit kann auch der Maximalstrom bei der maximalen Spannung zugelassen werden.

SOA - Diagramm (Safe Operating Area)

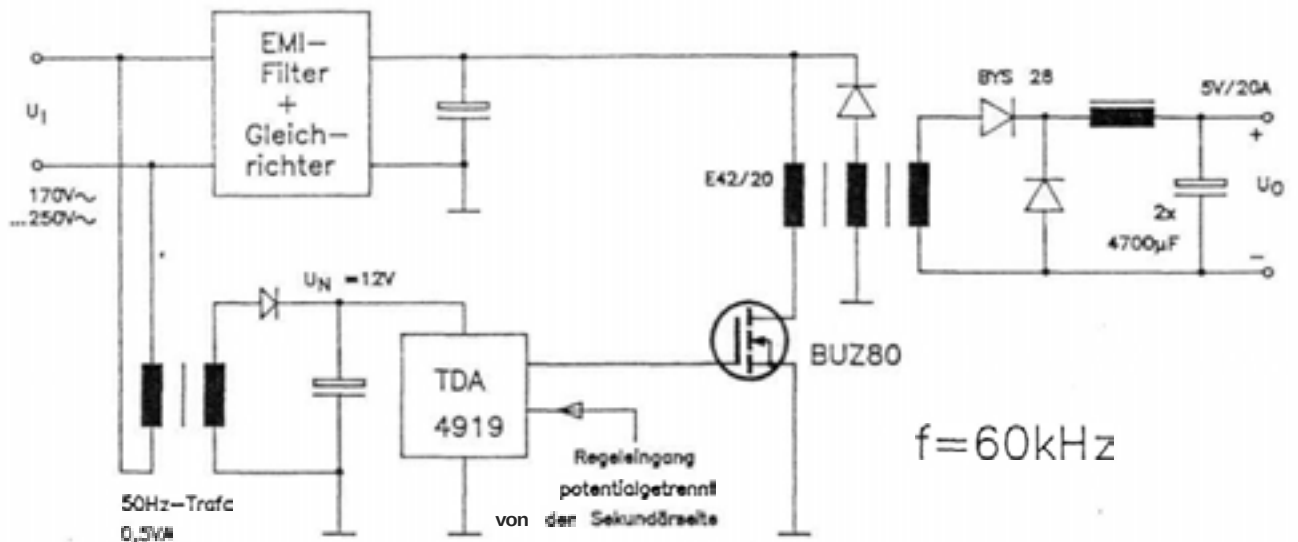
a) SIPMOS-Transistorer



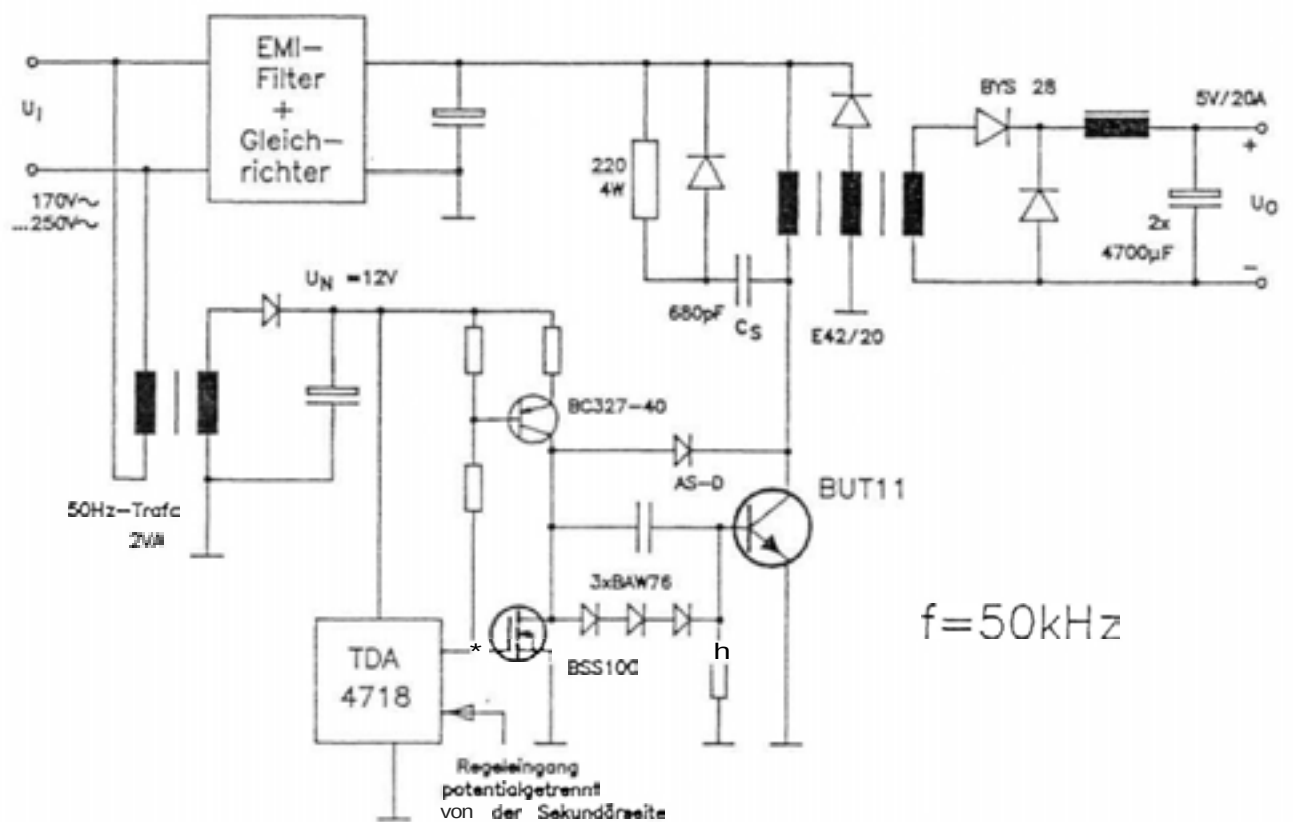
b) bipolare Transistorer



SIEMENS



a) 100W-Schaltnetzteil mit dem SIPMOS BUZ80



b) 100W-SNT mit einem bipolaren Transistor

SIEMENS

Vergleich des Bauelementebedarfs
(nur die Unterschiede sind aufgeführt)

Vergleichsgegenstand	SNT mit SIPMOS	SNT mit Bip. Transistor
Kleinsignal-Transistoren	-	2
Universaldioden	-	3
Schnelle Hochvoltdioden (FREDs)	-	2
Kleinlastwiderstände	-	4
Hochlastwiderstände	-	1
Kondensatoren	-	2
Summe	0	14

Vergleich der Verlustleistung beim
100 W - SNT : 220 V_~ → 5 V_~ / 20 A

Vergleichsgegenstand	SIPMOS-Transistor BUZ80	Bip. Transistor BUT 11 (Valvo)
Durchlassverluste	3 Watt	2 Watt
Schaltverluste	1 Watt	0,7 Watt
Snubber-Verluste	0	3,3 Watt
Ansteuerverluste	0,1 Watt	1,4 Watt
Summe	4,1 Watt	7,4 Watt

Vorteil des SIPMOS-Transistors 3,3 W weniger Verlustleistung

Bei PO = 100 Watt bedeutet dies einen Gewinn an Wirkungsgrad von ca. 2,2 %, sowie einen kleineren Bedarf an Kühlung.

SIEMENS

10CW - SNT : $220 V_{\sim} \rightarrow 5 V_{-} / 20 A$

Übersicht der Ergebnisse des Vergleichs (+ bedeutet Vorteile)

Vergleichsgegenstand	SNT mit SIPMOS	SNT mit Bip. Transistor
Anzahl der Bauelemente	+ 14BEweniger	
Kosten der Bauelemente (Stückzahl : 10.0)	+ DM 3,15 weniger	
Wirkungsgrad	+ 2 %	
Kosten für Entwicklung und Anpassung	+	

Dies gilt für folgende LTR-Preise:

BUZ 8C $\rightarrow$ DM 2,85

BUT11 $\rightarrow$ DM 1,50

Verlustleistung eines IGBT in Testschaltung nach Bild 1 (Rechteckbetrieb) bei 1000 W Ausgangsleistung

Betriebsfrequenz	Verlustleistung
20 kHz	17 W
25 kHz	20 W

Verlustleistung eines S1RET in Testschaltung nach Bild 1 bei 1000 W Ausgangsleistung

Betriebsfrequenz	Verlustleistung
20 kHz	6,5 W
25 kHz	7,2 W
30 kHz	8,7 W
40 kHz	11,0 W

Verlustleistung eines IGBT bzw. S1RET in Testschaltung nach Bild 5 (Sinusbetrieb) bei 900 W Ausgangsleistung

Betriebsfrequenz		Verlustleistung
20 kHz	IGBT	11,0 W
20 kHz	S1RET	2,6 W

Vergleich in einem 1000 W • SNT SIPMOS, SIRET und IGBT

Schaltnetzteilvariante: Gegentaktwandler, Taktfrequenz: 25 kHz; Ausgangsleistung: 100CW;
Eingangsspannung: 220V_{AC}/° Kühlkörper-Übertemperatur: 26 K; Leistungstransistor-Ansteuer-IC TDA 4918(SNT-IS)

Leistungshalbleiter	Leistungs- schalter- Verlustleistung	zusätzl. Freilaufdiode	zusätzl. Treiberstufe	Preis für Leistungsstufe *	
				bei 1.0 St. SNT	bei 100.0 St. SNT
2xSIRET BUP 101 (1000V/10A)	2 x 7,2 W	ja	ja	49,22 DM	29,82 DM
2xIGBT BUP 304 (1000V/15A)	2 x 20 W	ja	nein	36,-- DM	20,78 DM
2x4 SIPMOS BUZ 357 (1000V/5A)	2 x 14 W	nein	nein	98,12 DM	58,84 DM
2x3 SIPMOS BUZ 357 (1000V/5A)	2 x 19 W	nein	nein	77,70 DM	46,86 DM
2x3 SIPMOS BUZ 356 (800V/5A)	2 x 19 W	nein	nein	60,90 DM	43,18 DM

* inklusiv Leistungstransistoren, Freilaufdioden, Treiberstufen (ab SNT-IS) und Kühlkörper

HL AE/IE PD 22
Schott

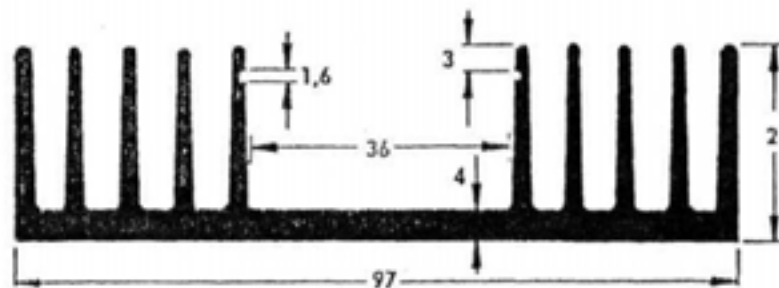
Vergleich in einem 1000W - SNT SIPMOS, SIRET und IGBT

Schaltnetzteilvariante: Gegentaktwandler; Taktfrequenz: 25 kHz; Ausgangsleistung: 1000W;
Eingangsspannung: 220V_{AC}; Kühlkörper-Übertemperatur: 26 K; Leistungstransistor-AnSteuer-IC: TDA 4918 (SNT-IS)

Leistungshalbleiter	Leistungs- schalter- Verlustleistung	Kühlkörper (Typ SK04)				Leistungstransistor- Treiber-Stufe	
		Wärme- widerstand	Schienen- Länge	Preis bei		Preis bei	
				1.0 St. SNT	100.0 St. SNT	1.0 St SNT	100.0 St SNT
2xSIRET BUP 10 ⁺ (1000V/10A)	2 x 7,2 W	2x3,6 K/W	2 x 25 mm	1,46 DM	0,92 DM	17,32DM	12,46 DM
2xIGBT BUP304(1000V/15A)	2 x 20 W	2x1,3K/W	2 x 150 mm	8,70DM	5,68DM		
2x4 SIPMOS BUZ 357 (1000V, 5A)	2x14W	2x1,86 K/W	2 x 75 mm	4,52DM	2,84DM		
2x3 SIPMOS BUZ 357 (1000V, 5A)	2x19W	2x1,35 K/W	2 x 125 mm	7,50 DM	4,86DM		
2x3 SIPMOS BUZ 356 (800V, 5A)	2x19W	2x1,35 K/W	2 x 125 mm	7,50DM	5,68DM		

Kühlkörperabmessung und Kühlkörperform:

SK 04

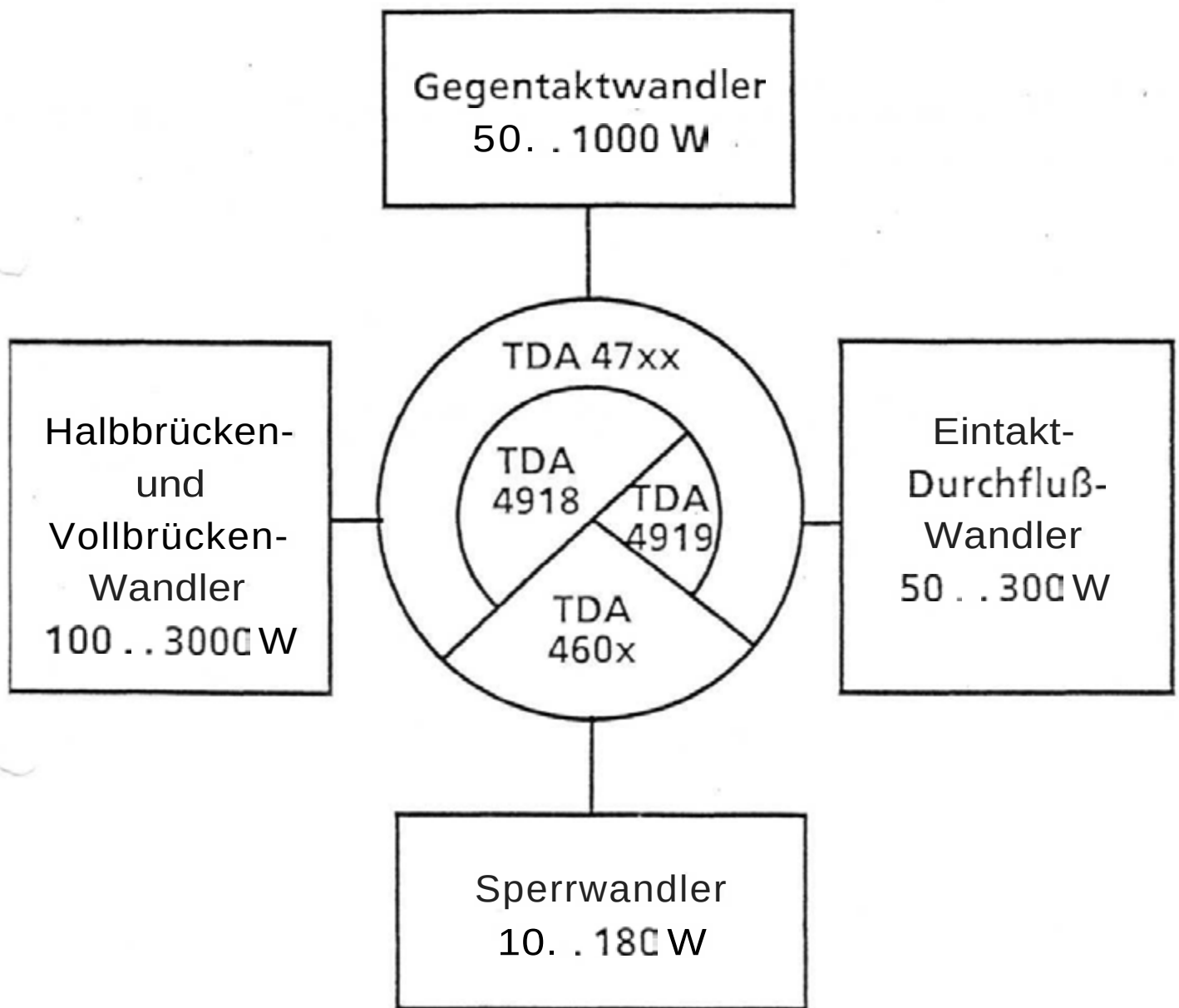


Schrifttum: SNT großer Leistung

Bericht-Nr.:	Titel
PD22 9101 21.01.91	620-W-DC/DC-Gegentaktwandler mit BUZ 22 und SNT-IC TDA 4918 (24 V _{DC} --> 220 V _{DC})
PD22 9001 09.03.90	1000-W-Gegentakt-SNT (4,0 kV / 0,25 A) für Mikrowellen-Herde mit IGBT BUP 304 und SNT-IS TDA 4918
PD22 9003 11.06.90	20-kHz-Gegentakt-SNT mit IGBT BUP 304 und SNT-IC TDA 4918 für eine 36-V / 400-W-Halogenlampe
PD22 9006 19.09.90	± 80 V / ± 5,0 A-Doppel-(Push-Pull)-Sperrwandler mit IGBT BUP 304 und Gegentakt-SNT-IC TDA 4918
PD22 8902 26.07.89	1000-W-Gegentakt-SNT (30 V / 33 A) mit IGBT BUP 304 und SNT-IC TDA 4918
LE 8802 13.06.88	4 kV / 0,25 A-Gegentakt-SNT für Mikrowellen-Herde mit SIRET BUP 101 und 25 kHz-Taktfrequenz
LE 8805 09.09.88	1000 V / 1,0 A-Gegentakt-SNT mit SIRET BUP 101 (500 V / 2 A bzw. 250 V / 4 A).

SIEMENS

Professionelle SNT mit SIEMENS SNT-IS



SIEMENS

TDA 4918
TDA 4919 –

Schaltnetzteil–Steuerschaltungen

- TDA 4918 für Gegentakt–Anwendungen
150 kHz Arbeitsfrequenz
- TDA 4919 für Eintakt–Anwendungen
300 kHz Arbeitsfrequenz
- Sowohl 'voltage– als auch 'current mode¹ möglich
- Integrierte Ausgangstreiber mit +0,5A/-0,7A
- Direkte Ansteuerung von SIPMOS Leistungs–FETs
- 3.5 mA Ruhestrom
- 1% Referenzspannungstoleranz
- 2 Komparatoren mit programmierbarer Hysterese
- Strombegrenzungskomparator
- 9.6V bis 30V Versorgungsspannungsbereich
- IS–Unterspannungsabschaltung mit Hysterese
- Frei beschaltbarer Regelverstärker
- Vorsteuerung / Volt–Sekunder Begrenzung
- Sanftanlauf
- DiL20 Gehäuse (TDA 4918 A / TDA 4919 A) oder
S020 Gehäuse (TDA 4918 G / TDA 4919 G) optional

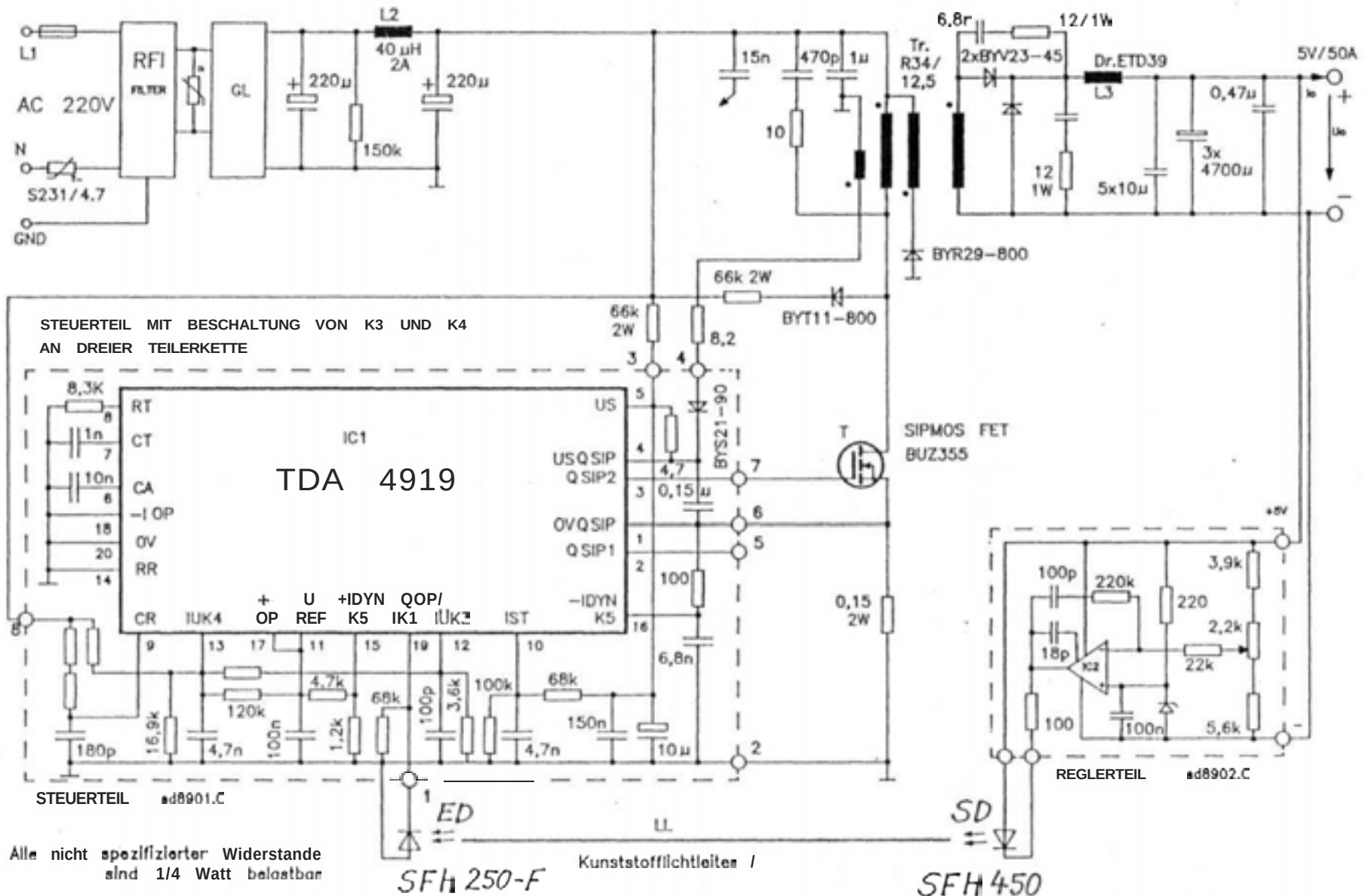


Bild 1: 250W-Flußwandler-SNT mit 4,5V bis 5,2V Ausgangsspannung (f=128kHz)

ad8902

HL AE/IE PD22

Lichtleiter-Bauelemente für die Regelung von Schaltnetzteilern hoher Arbeitsfrequenzen

Bei Schaltnetzteilen ist heute ein zunehmender Trend zur Erhöhung der Arbeitsfrequenzen festzustellen. 100 kHz ist Standard; einige Anwender gehen auch schon wesentlich höher. Der Grund dafür ist im Streben der Entwickler nach immer mehr Kompaktheit und dynamischer Regelgüte für ihre Stromversorgungen zu suchen.

Für die Rückkopplung der Regelinformation vom Ausgang eines Schaltnetzteils zu dessen Stellorgan auf der Eingangsseite werden heute überwiegend integrierte analoge Optokoppler eingesetzt (z. B. die Typen CNY 17/SFH 600). Aufgrund der begrenzten Bandbreite dieser Koppler können mit ihnen nur Schaltnetzteile geregelt werden, deren Arbeitsfrequenzen 100 kHz nicht überschreiten.

Durch die Verwendung der neuen Lichtleiter-Bauelemente SFH 450/SFH 750 (Sender) bzw. SFH 250 (Empfänger) können die Einsatzgrenzen der optoelektronischen Signalübertragung noch wesentlich erweitert werden.

Die Schaltungen mit Lichtleiter-BE zur Übertragung analoger Signale bieten folgende Leistungsmerkmale:

- * Für Schaltnetzteile mit hohen bis sehr hohen Arbeitsfrequenzen geeignet
- * Parasitäre Koppelkapazität zwischen Sender und Empfänger auf ein Minimum reduziert
- * Geforderte Luft- und Kriechstrecken bzw. Isolationsspannungen (z. B. nach VDE 0806) problemlos realisierbar
- * Keine elektromagnetische Beeinflussbarkeit der Übertragungsleitung (Kunststoffaser)

Der Einsatz der neuen Lichtleiter-Bauelemente resultiert bei Schaltnetzteilen sowohl in erheblicher Steigerung ihrer Leistungsfähigkeit als auch in Vereinfachung der notwendigen Abschirmmaßnahmen. Daraus ergeben sich Einsparungen, die den durch Bauelementepreis und Montage im Vergleich zu den integrierten Optokopplern entstehenden Mehraufwand mehr als kompensieren. Nun ist es erstmals möglich, preisgünstige optoelektronische Koppellemente in Schaltnetzteilen mit höherer Arbeitsfrequenz (über 100 kHz) zu verwenden. Dieses Anwendungsgebiet war bisher eine Domäne schaltungstechnisch aufwendiger, transformatorischer Lösungen.

TDA 4918/4919 – eine neue Generation von Schaltnetzteil-Steuerbausteinen

Sonderdruck aus Siemens Components 5/88 Seite 191-194, 6/88 Seite 260-264, 1/89 Seite 12-15 - Verfasser: Reinhard Block!

Teil 1: Funktionsbeschreibung

Die Familie der **Schaltnetzteil-Steuerbausteine**

TDA 4700/4718/4716/4714 ist seit Jahren eingeführt und in den verschiedenen Schaltungskonzepten praxisbewährt.

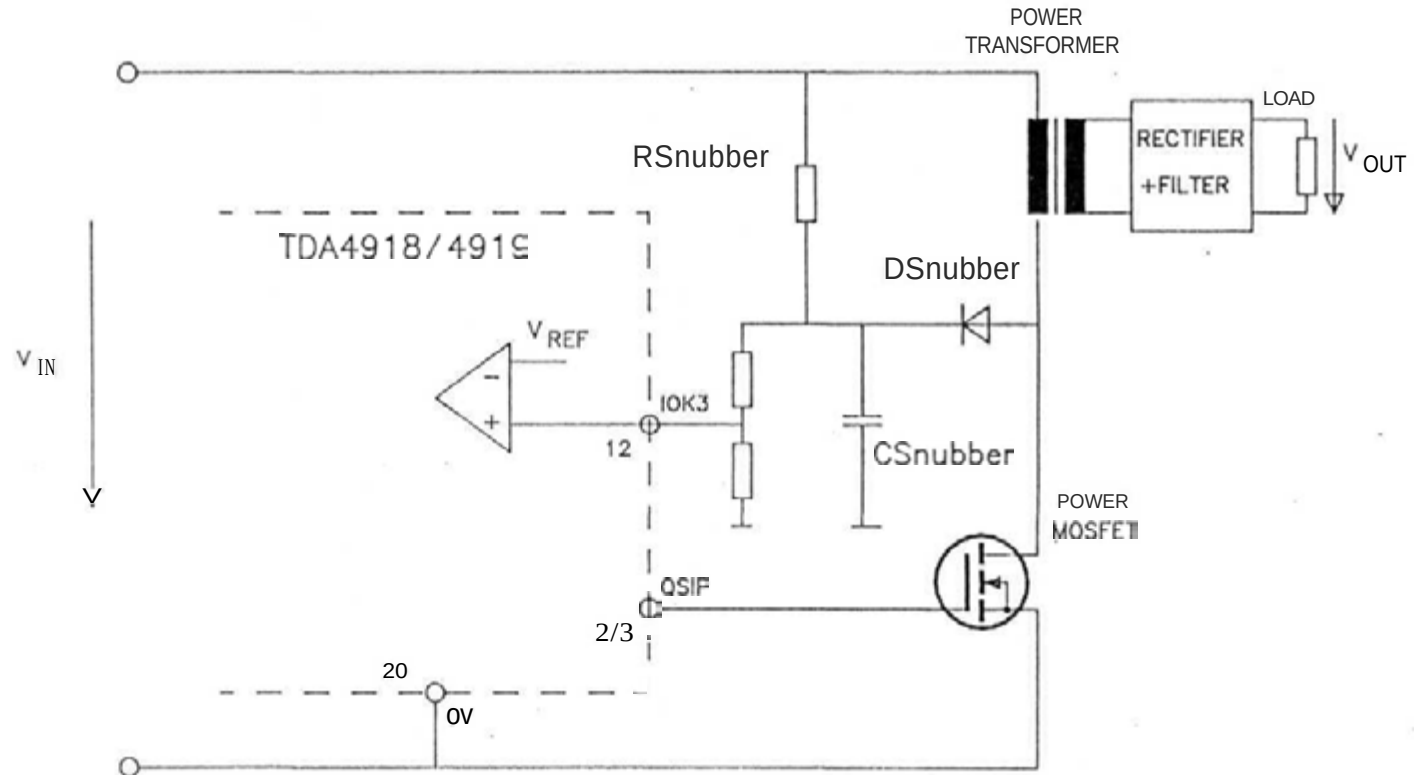
Infolge der Verfügbarkeit innovativer Bauelemente und Materialien, wie SIFERRIT N47 und N67, **SIKOREL-Elektrolytkondensatoren** und **SIPMOS-Leistungstransistoren** hat sich mittlerweile bei Schaltnetzteilen (SNT) ein Trend zu noch höheren Schaltfrequenzen eingestellt. Unter Beibehaltung der konventionellen **PWM-Regelung (Puls-Weiten-Modulation)** mit **rechteckförmiger** Schaltflanken sind bei netzgespeisten SNT Schaltfrequenzen bis zu 200 kHz und bei Gleichspannungswandlern bis zu 300 kHz in Sicht.

Teil 2: Anwendungshinweise

Schaltnetzteil mit neuer integrierter Schaltung liefert 250 W

In den vorausgegangenen Beiträgen ([1] und [2]) wurden die grundsätzlichen Funktionen der integrierten Schaltungen TDA 4918/4919 und die Bemessung ihrer äußeren **Beschaltung** behandelt.

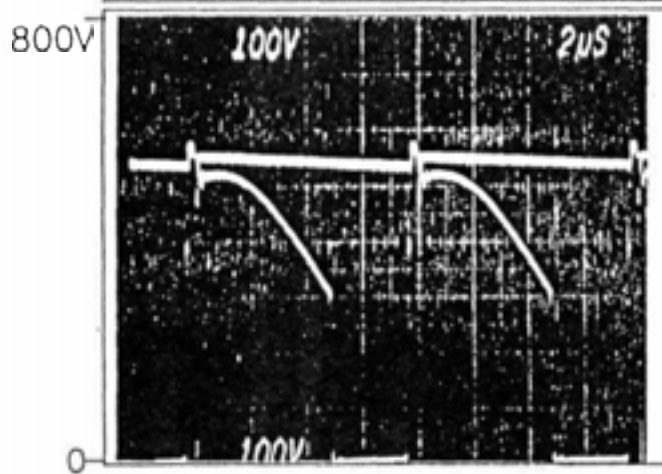
An dieser Stelle wird als praktische Anwendung ein vom **220-V-Netz** gespeister **Ein-Transistor-Durchflußwandler** beschrieben. Bei einer von 4,5 bis 5,2 V einstellbaren Ausgangsspannung liefert er bis zu 50 A Strom. Seine Arbeitsfrequenz beträgt 128 kHz.



Vorteile:

- Erhöhte Zuverlässigkeit
- Entmagnetisierungswindung und -diode entfallend
- Eingangsspannungs-Weitbereich mittels Tastgrad > 0.5
- Höhere Ausgangsleistung verfügbar
- Bessere Nutzung der Leistungs-Bauelemente

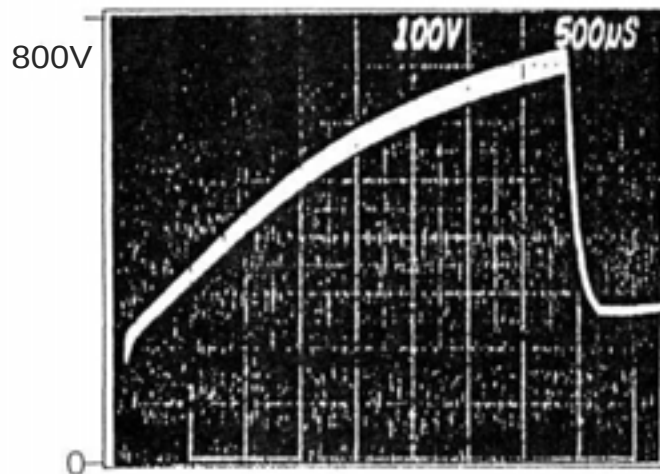
Überspannungs-Abschalteneingang überwacht die Spannungsbelastung des Leistungs-MOSFET



Vollast:

 $P_{out} = 126W$ $V_{Csubber}$ 100V/DIV $V_{in} = 300V$ V_{drain} 100V/DIV

Time: 2μs/DIV



Einschalten bei Kurzschluß am Ausgang:

 $V_{in} = 0V \rightarrow 300V$ $V_{out} = 0V$ $V_{Csubber}$ 100V/DIV

Time: 500μs/DIV

ps901C

Überwachung der Spannungsbelastung des Power MOSFET

Switched-Mode Power Supply with Power-Factor Correction

Michael Herfurth
Werner Schott

SIEMENS AG
Semiconductor Group
MÜNCHEN
West Germany

Warum P F C ?

o Forderung vom Gesetzgeber

- bisher VDE 0712 für EVG
- ab 1992 (94) IEC 555 - 2 für SNT und für EVG

* Forderungen von Kunden wegen Netzbelastung

- elektrischer Anschlußwert wird durch Schemleistung bestimmt
- USV-Anlagen (für 250-W-SNT wird 500-W-USV benötigt;
1 USV-Watt kostet um das 4-fache mehr als 1 SNT-Watt)

* Forderung von USA-Kunden wegen Weitbereich

Stromversorgungen für Laptop wegen 2 Netzspannungen:

- 277 VAC im Büro
- 117 VAC im Haushalt

IC für sinusförmige Netzstromaufnahme: TPA 4814A / 4815 / 4817

Tabelle: Grenzwerte für Oberschwingungsströme des aufgenommenen Netzstromes nach VDE 0712 Teil 2 bzw. IEC 555 part 2 für EVG

Harmonische	zulässiger Oberschwingungsanteil ¹⁾ in % nach VDE 0712	zulässiger Oberschwingungsanteil ¹⁾ in % nach IEC 555
3. Oberwelle	$25 \times \frac{\lambda}{0,9}$	$30 \times \lambda$
5. Oberwelle	7	10
7. Oberwelle	4	7
9. Oberwelle	3	5
11. Oberwelle	2	3
13. und höher	1	3

¹⁾ λ ist der Leistungsfaktor

-28-

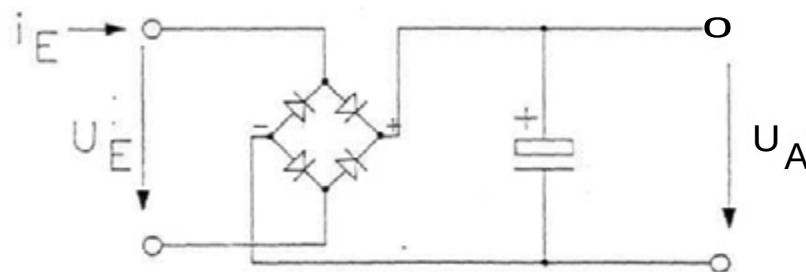
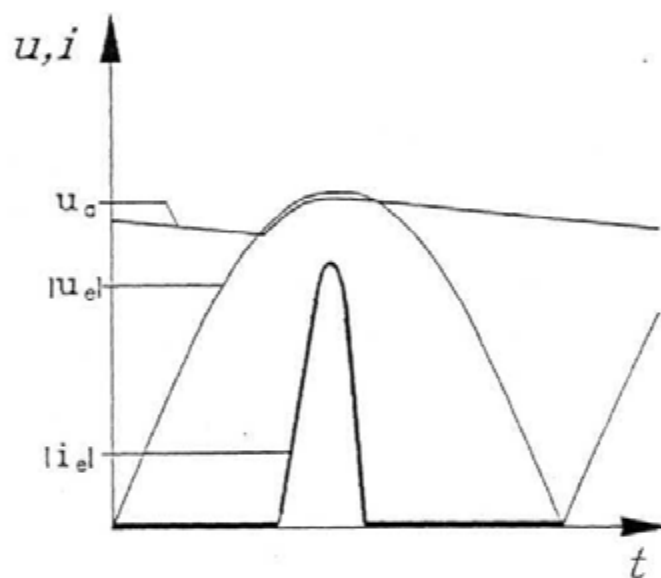
IC für sinusförmige Netzstromaufnahme: TDA 4815 / 4816 / 4817

Tabelle: Grenzwerte für Oberschwingungsströme des aufgenommenen Netzstromes nach IEC 555 part 2 für EVG und SNT

Harmonische	zulässiger Oberschwingungsan- teil ¹ in % für EVG	max. zulässige Oberschwingungsströme für SNT	
		relative Werte [mA/W]	absolute Werte [A]
3. Oberwelle	$30 \times \lambda$	3,6	1,08
5. Oberwelle	10	2,0	0,60
7. Oberwelle	7	1,5	0,45
9. Oberwelle	5	1,0	0,30
11. Oberwelle	3	0,6	0,18
13. und höher	3	$0,6 \times \frac{11}{13}$	$0,18 \times \frac{11}{13}$

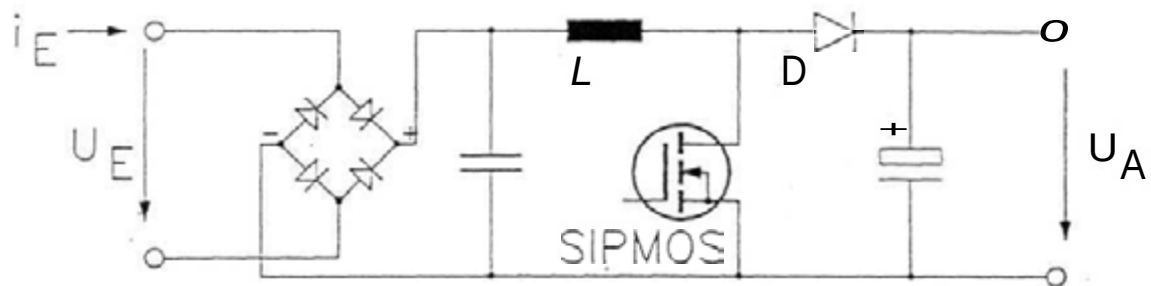
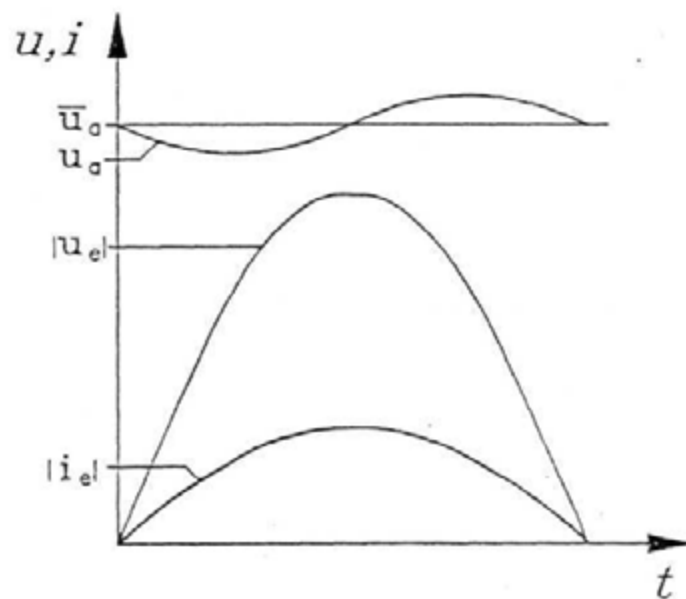
¹ λ ist der Leistungsfaktor

Merkmale der konventionellen Netzgleichrichtung



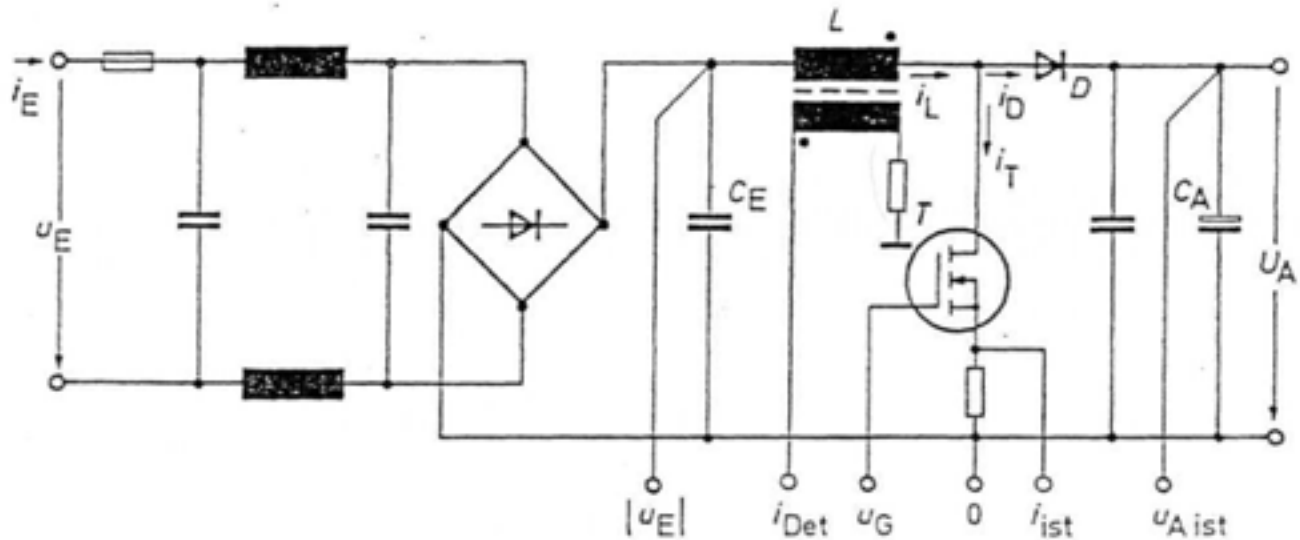
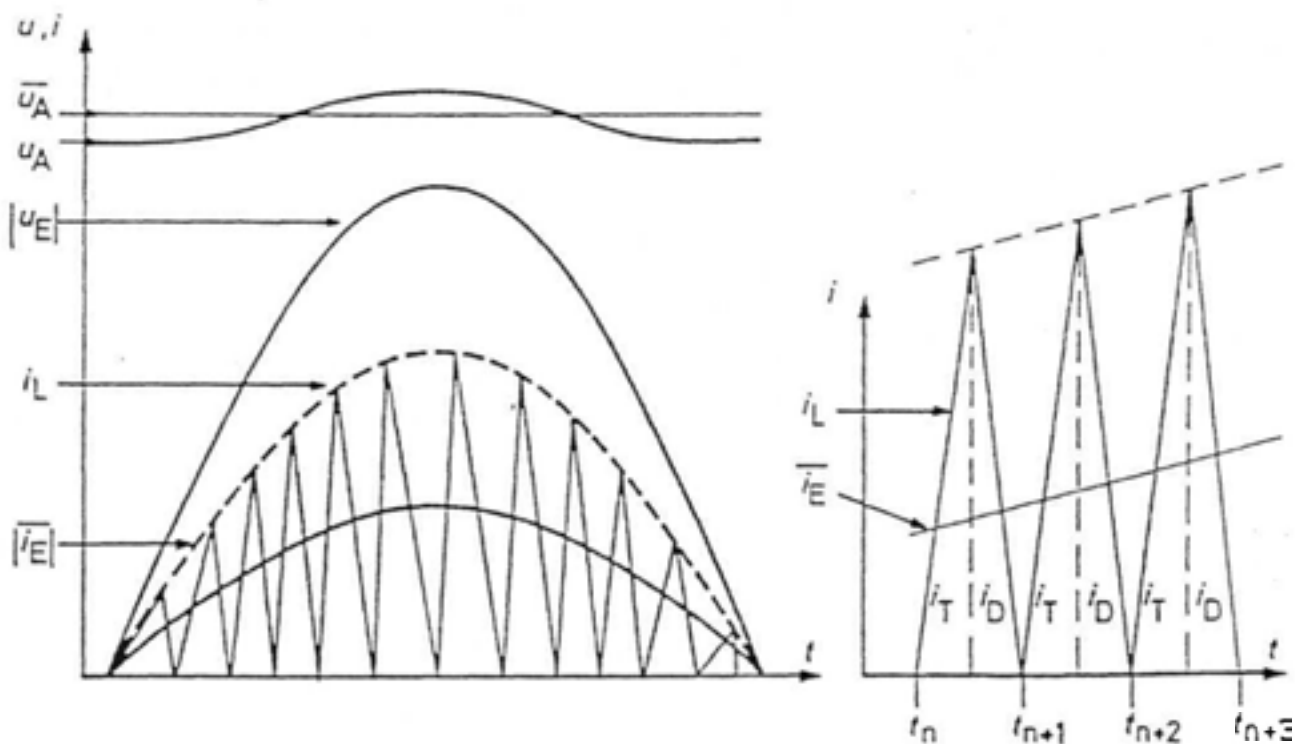
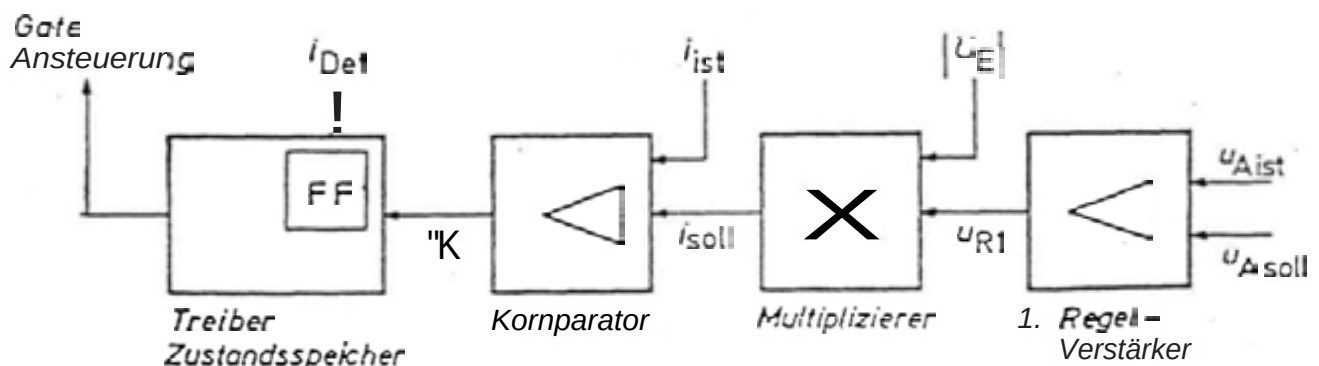
- O Netzstrom pulsförmig wegen Glättungskondensator
- O Oberschwingungsströme verursachen Netzurückwirkungen
- O Leistungsfaktor 0,5 bis 0,7 reduziert Anschlußleistung
- O gleichgerichtete Netzspannung ist stark astabhängig
- O Strombelastung der Bauelemente ist hoch

Merkmale der Gleichrichtung mit aktivem Oberschwingungsfilter



- O Netzstrom sinusförmig durch Oberschwingungsfilter
- O Oberschwingungsströme vernachlässigbar
- O Leistungsfaktor über 0,95
- O Ausgangsspannung geregelt
- O Strombelastung der Bauelemente sinkt
- O weiter Eingangsspannungsbereich möglich

Hochsetzsteller mit sinusförmiger Stromaufnahme aus dem Netz und geregelter Gleichspannung am Ausgang



Einsatz und Vorzüge des IC TDA 4814 in EVG's und SNT's

1. Sinus-IC in Schaltnetzteilen

Das „aktive Oberwellenfilter“ besteht aus einer Gleichrichteranordnung in Brückenschaltung und einem nachgeschalteten Hochsetzsteller. Durch ein Steuerverfahren gelingt es, dem Einphasennetz einen nahezu sinusförmigen Strom zu entnehmen und am Ausgang eine geregelte Gleichspannung bereitzustellen.

Bei Schaltnetzteilen mit konventioneller Netzgleichrichtung erreicht man einen Leistungsfaktor (Verhältnis Wirkleistung zu Scheinleistung) von 0,5 bis 0,7. Das „aktive Oberwellenfilter“ dient zur Verbesserung des Leistungsfaktors, der nahezu den Wert 1 erreicht, und zur Verringerung der Netzbelastung durch Oberwellen. Die von dem „aktiven Oberwellenfilter“ verursachten Verluste werden dadurch mehr als kompensiert, daß ein nachgeschalteter Wandler aufgrund der Betriebsspannungsvorregelung ständig bei optimalem Arbeitspunkt betrieben werden kann.

Der erforderliche Mehraufwand gegenüber einem Schaltnetzteil ohne „aktives Oberwellenfilter“ wird ab einer Leistung von ca. 500 W und darüber durch Einsparungen an anderer Stelle (u.a. kleinere Glättungskapazität und hochohmigere Transistoren im Schaltnetzteil) aufgewogen. Bei den zunehmend nachgefragten Weitbereichs-Stromversorgungen, d.h. Netzgeräte, die ohne Umschalter an 90 bis 240-V-Netzen betrieben werden können, verschiebt sich die Wirtschaftlichkeits-Leistungsgrenze deutlich nach unten.

2. Sinus-IC in elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstofflampen

Der VDE und die EVU's fordern von industrieller Stromverbrauchern, daß diese „sinusförmigen Strom“ aus dem Netz aufnehmen, also ein rein ohmsches Verhalten zeigen. Dies ist bei Glühlampen, Kochplatten und Heizungen gegeben.

Bei allen elektrischen Geräten mit Gleichrichtung und CR-Last ist die Stromaufnahme pulsformig, d.h. mit einem hohen Gehalt an Oberwellen behaftet und nach VDE unzulässig. Die rückwirkende Stromwelligkeit kann z.B. Rundsteueranlagen stören, d.h. zu Fehlschaltungen führen. Der Oberwellenanteil des Stromes darf daher bestimmte Werte nicht überschreiten.

Die Form des Netzstromes bei einem mit stabil brennender Leuchtstofflampe betriebenen Vorschaltgerät an Nennspannung und Nennfrequenz muß so sein, daß der Anteil der Oberschwingungen im Verhältnis zur Grundschiwingung die in Tabelle 1 angeführten Werte nicht übersteigt.

Tabelle 1 Netzstrom-Oberwellengehalt nach VDE 0712 Teil 2

Harmonische	zulässiger Oberschwingungsanteil U_1 %
3. Oberwelle	$25 \cdot \frac{x}{0,9}$
5. Oberwelle	7
7. Oberwelle	4
9. Oberwelle	3
11. Oberwelle	2
13. und höher	1

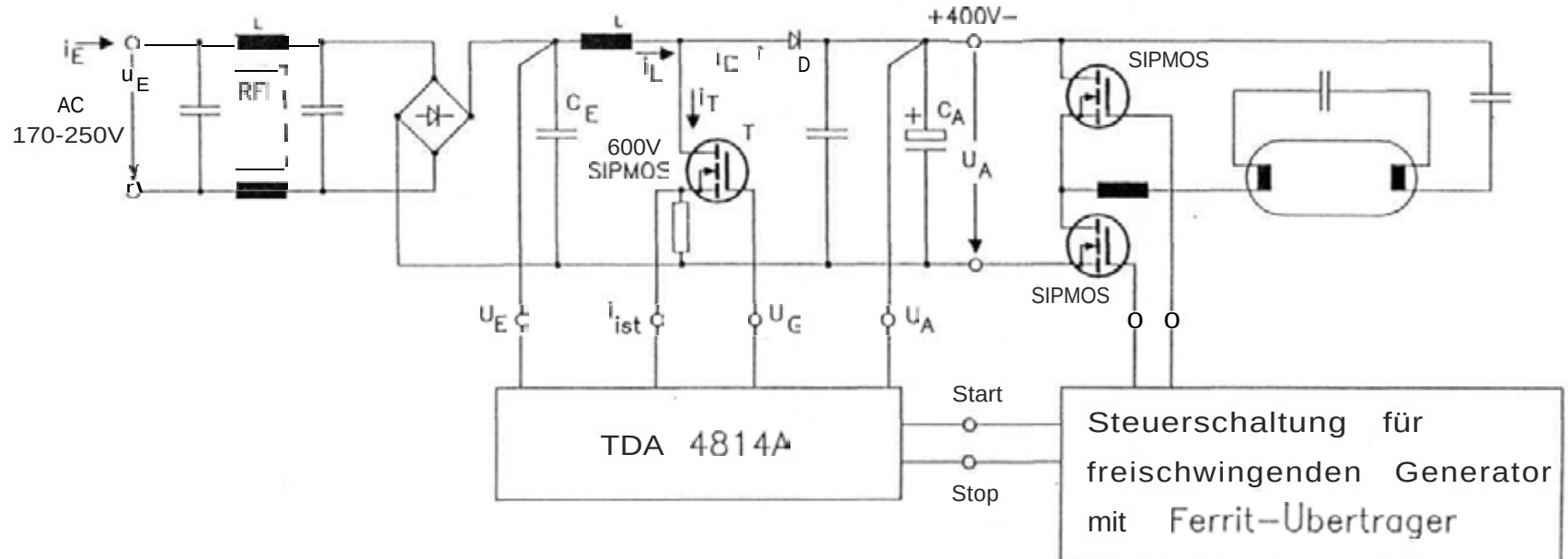
U_1 ist der Leistungsfaktor

Diese oben genannten Werte werden mit der TDA 4814 als Ansteuerbaustein für einen SIPMOS in einer Hochsetzsteller-Schaltung erreicht.

SIEMENS

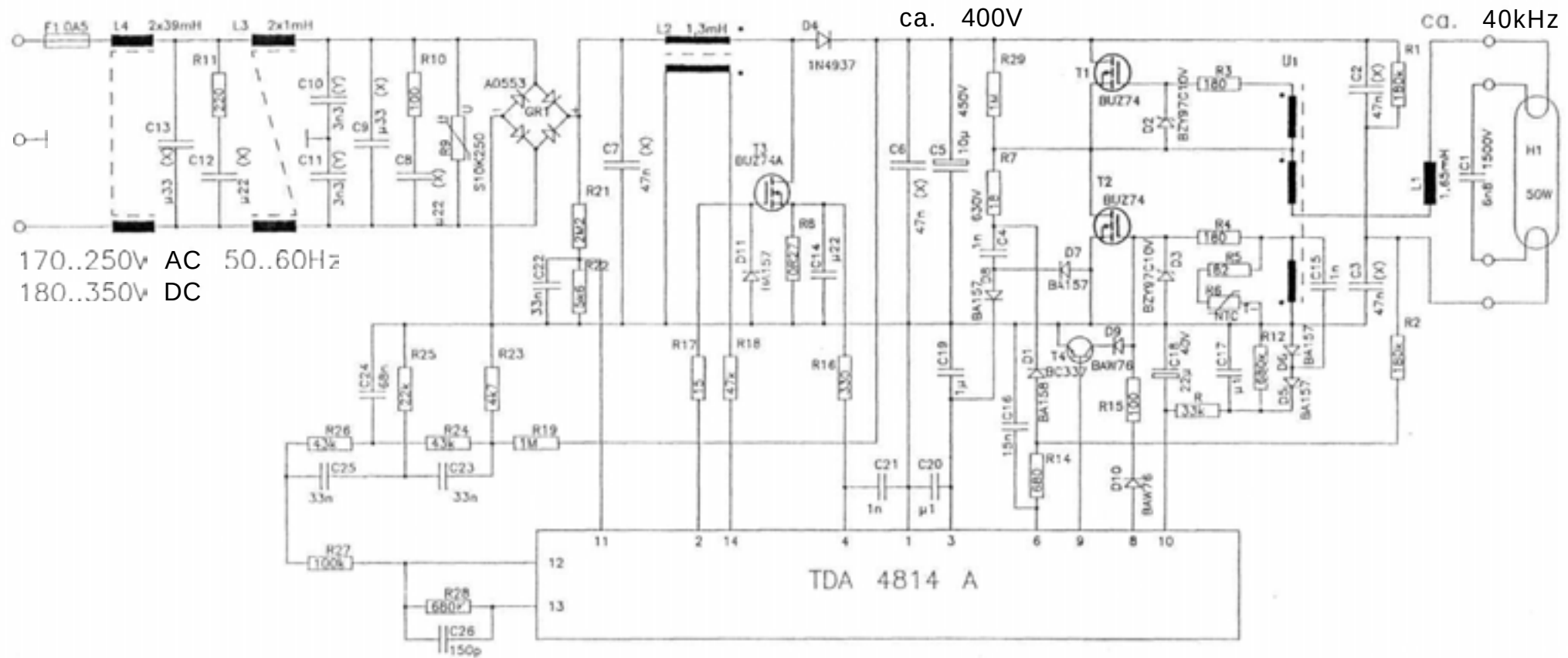
Hochsetzsteller mit sinusförmiger Stromaufnahme aus dem Netz und dreieckförmigem Stromverlauf in den Halbleitern

Serieresonanz-Wandler für eine 50W-Leuchtstofflampe



LAMPENVORSCHALTGERÄT MIT AKTIVEM OBERSCHWINGUNGSFILTER (EVG)

SIEMENS



Elektronisches **Vorschaltgerät** für eine 50W-Leuchtstofflampe mit aktivem **Oberschwingungsfilter** und TDA 4814 A

IC FOR SINUSOIDAL LINE-CURRENT: TDA 4814A

Table 1: Line-current harmonic content acc. to VDE 0712, part 2.

Harmonics	Admissible harmonic content ¹⁾ in %	Values in % from our device with TDA 4814A and SIPMOS
3rd harmonic	$25 \times \frac{\lambda}{0.9}$	8.1
5th harmonic	7	3
7th harmonic	4	1.8
9th harmonic	3	1.2
11th harmonic	2	0.8
13th harmonic and higher	1	< 0.5

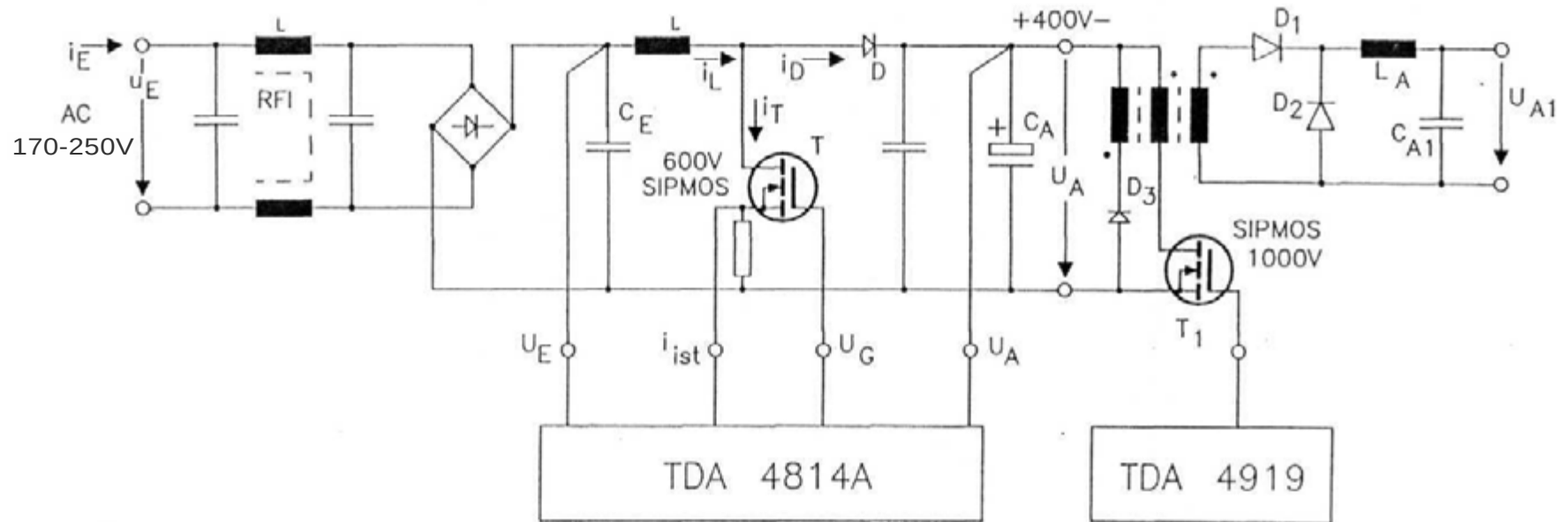
¹⁾ λ is the power factor

SIEMENS

Hochsetzsteller mit sinusförmiger Stromaufnahme aus dem Netz und dreieckförmigem Stromverlauf in den Halbleitern

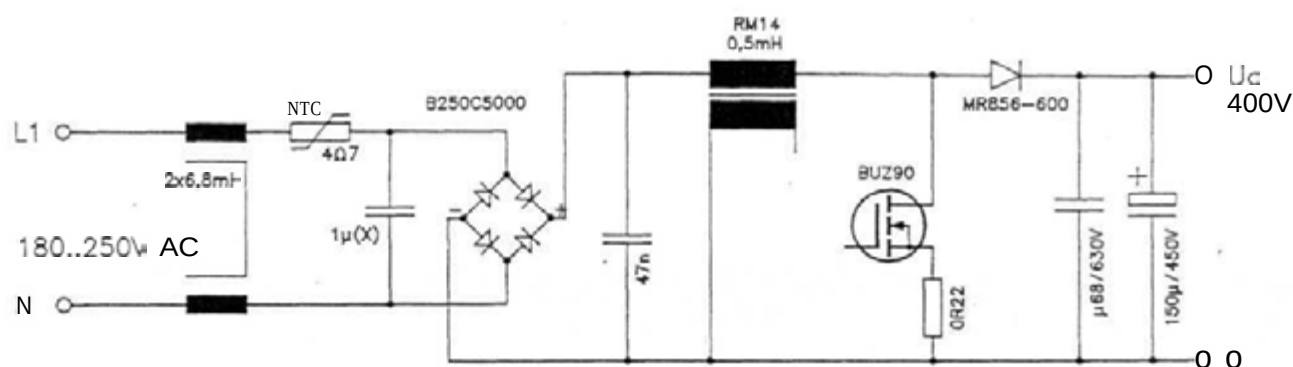
Eintakt-

Durchflußwandler



SCHALTNETZTEIL MIT AKTIVEM OBERSCHWINGUNGSEILTER

Betriebsverhalten des aktiven Oberschwingungsfilters



Eingangsspannung

$$U_E = 180V..250V \text{ AC}$$

Ausgangsleistung

$$P_A = 250W$$

Ausgangsspannung

$$U_A = 400V \text{ DC } \pm 3,0\%$$

Welligkeit der

Ausgangsspannung

$$U_W < 17V \quad (100Hz, \text{Spitze-Spitze}, \\ P_A = 250W / C_A = 150\mu F)$$

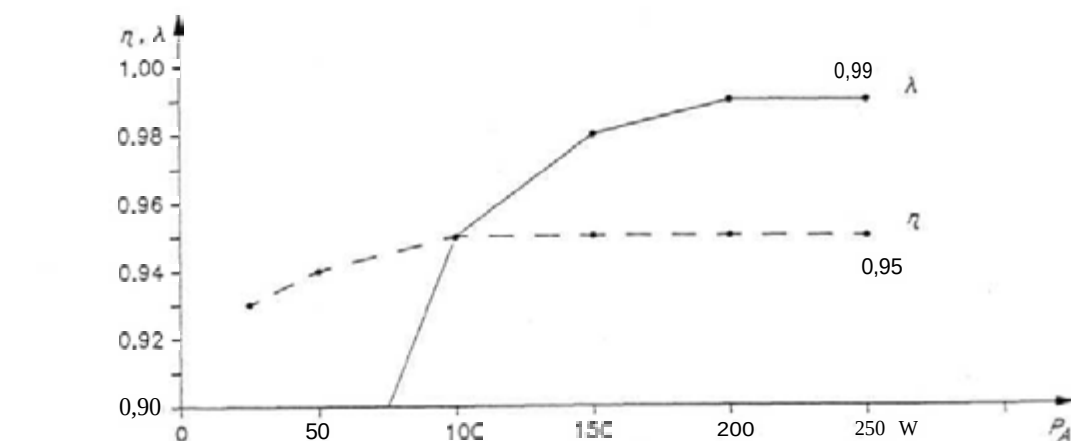
Betriebsweise freischwingend $f \approx 20kHz...200kHz$

Leistungsfaktor

$$\lambda = 0,95$$

Wirkungsgrad

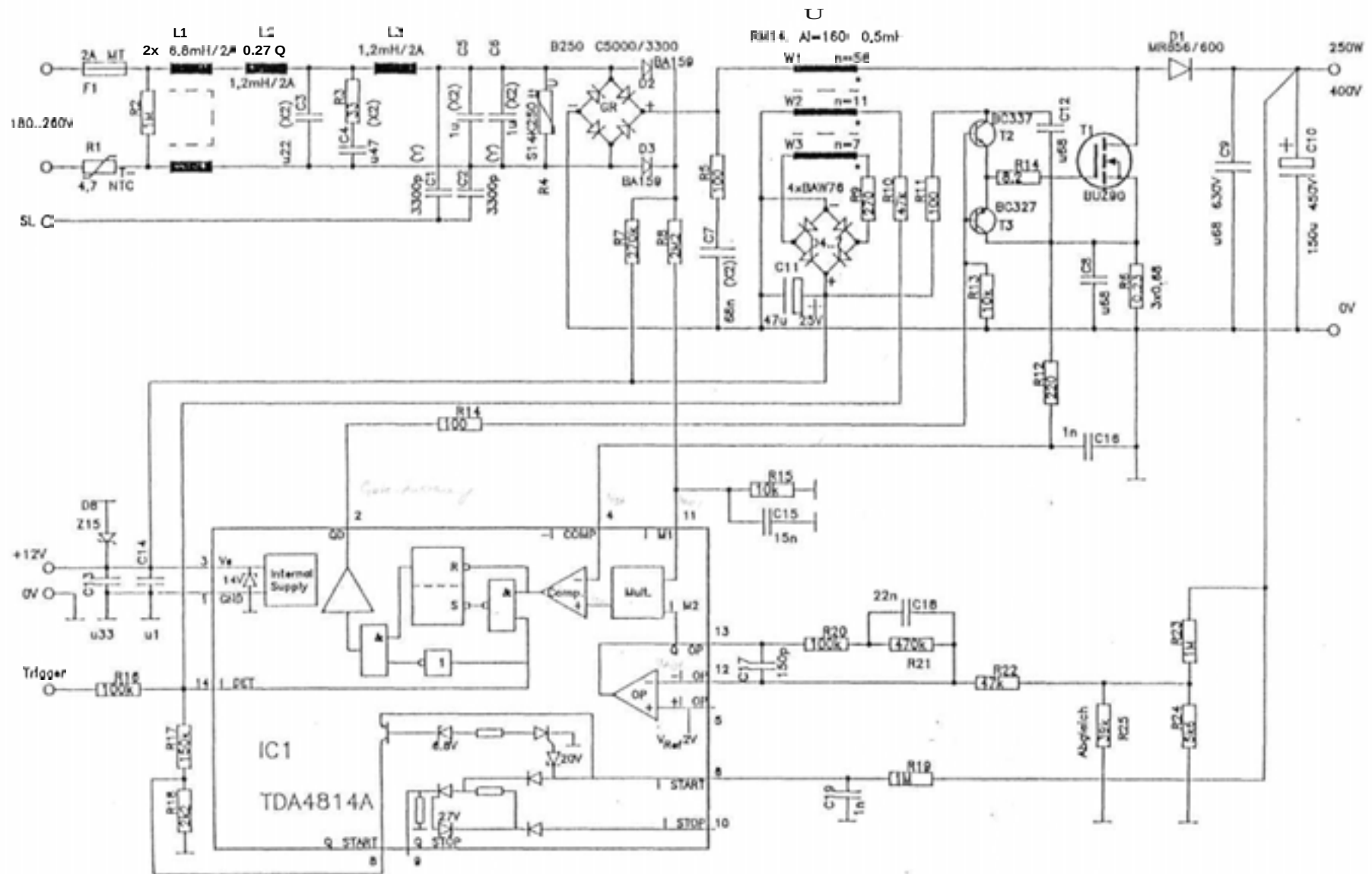
$$\eta = 0,95 \quad (P_A = 250W / U_E = 220V \text{ AC})$$



osf250ac_d

bei $U_E = 220V \text{ AC}$

HL AE/IE PD22



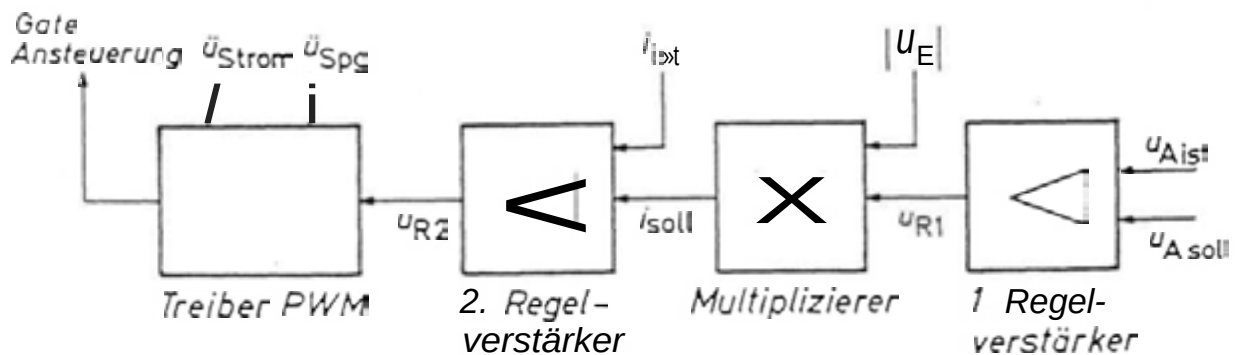
SIEMENS

Aktives Oberschwingungsfilter mit 250W Ausgangsleistung
für individuelle Anwendungen in getakteten Stromversorgungen

B V AT LE

19.08.88

aowfi4



SNT- BAUELEMENTE - INNOVATION

SIPMOS- TRANSISTOREN

- kleine Steuerleistung
- einfache Ansteuerung
- kein second break down
- geringe Schaltzeit
- kleines R_{ON}

SNT- STEUER- IS

- hoher Integrationsgrad
- Schutz- und Überwachungsfunktionen
- hohe Flexibilität → geeignet für alle Schaltungskonzepte
- Schaltungsstandardisierung

Schnelle Dioden (Schottky, FRED)

- höhere Sperrspannung
- « höhere Sperrschichttemperatur
- kleinere Durchlaßspannung

Ferrite

- geringe Ummagnetisierungs - Verluste

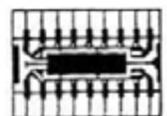
Kondensatoren

- kleiner, zuverlässiger
- niedriger Scheinwiderstand Z

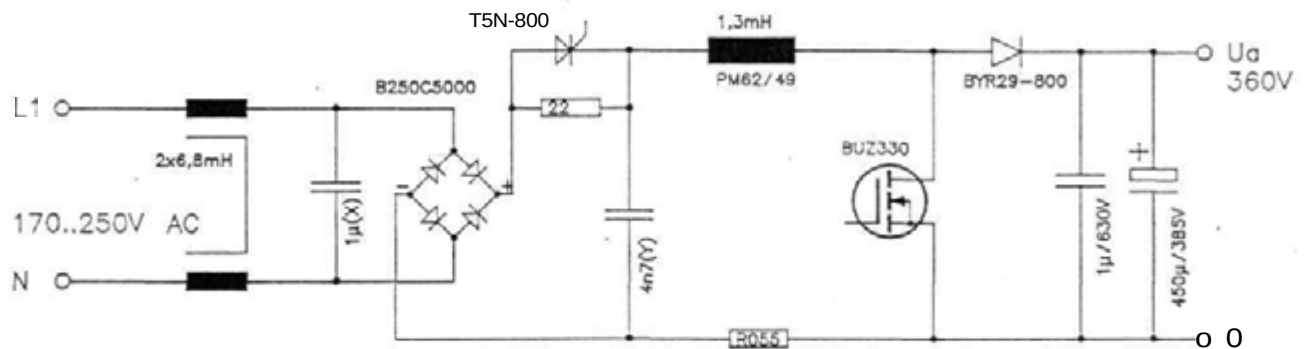
SITAC APPLICATIONS

- *Direct Switching operations*
 - *Control of synchronous motors, valves, relays, ...*
 - *Resistive and inductive loads*

- *Indirect Switching operations*
 - *Driver for thyristors and triacs*
 - *Resistive and inductive loads*



Betriebsverhalten des aktiven Oberschwingungsfilters



Eingangsspannung

$$U_E = 180V..250V \text{ AC}$$

Ausgangsleistung

$$P_A = 600W$$

Ausgangsspannung

$$U_A = 360V \text{ DC } \pm 1,5\%$$

Welligkeit der
Ausgangsspannung

$$U_{VV} < 1,5V \quad (100Hz, \text{Spitze-Spitze})$$

$$(P_A = 600W / C_A = 450\mu F)$$

Betriebsweise festfrequent f

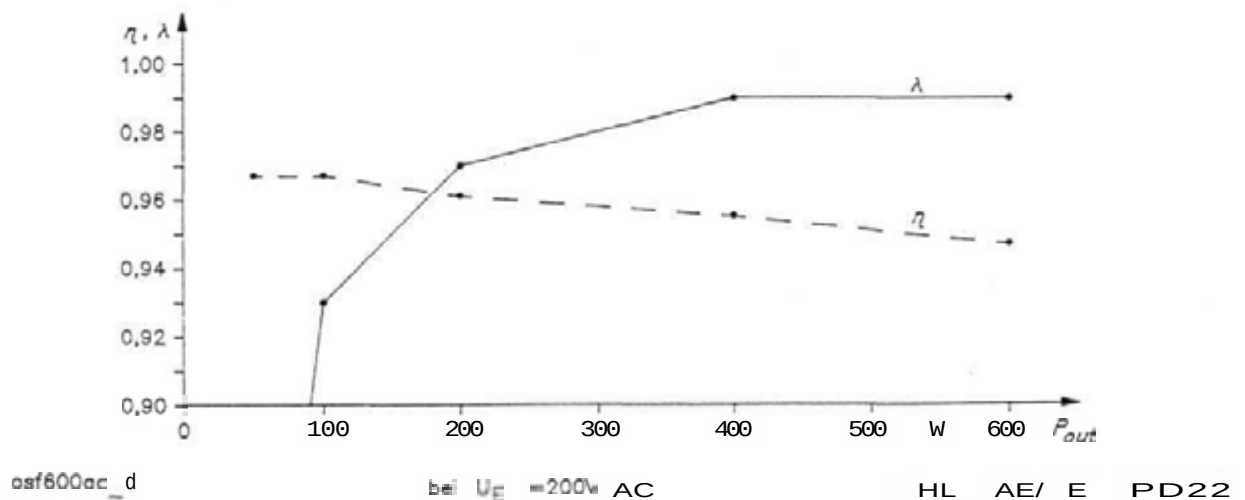
$$= 50kHz$$

Leistungsfaktor

$$\lambda = 0,95$$

Wirkungsgrad

$$\eta = 0,947 \quad (P_A = 600W / U_E = 200V \text{ AC})$$

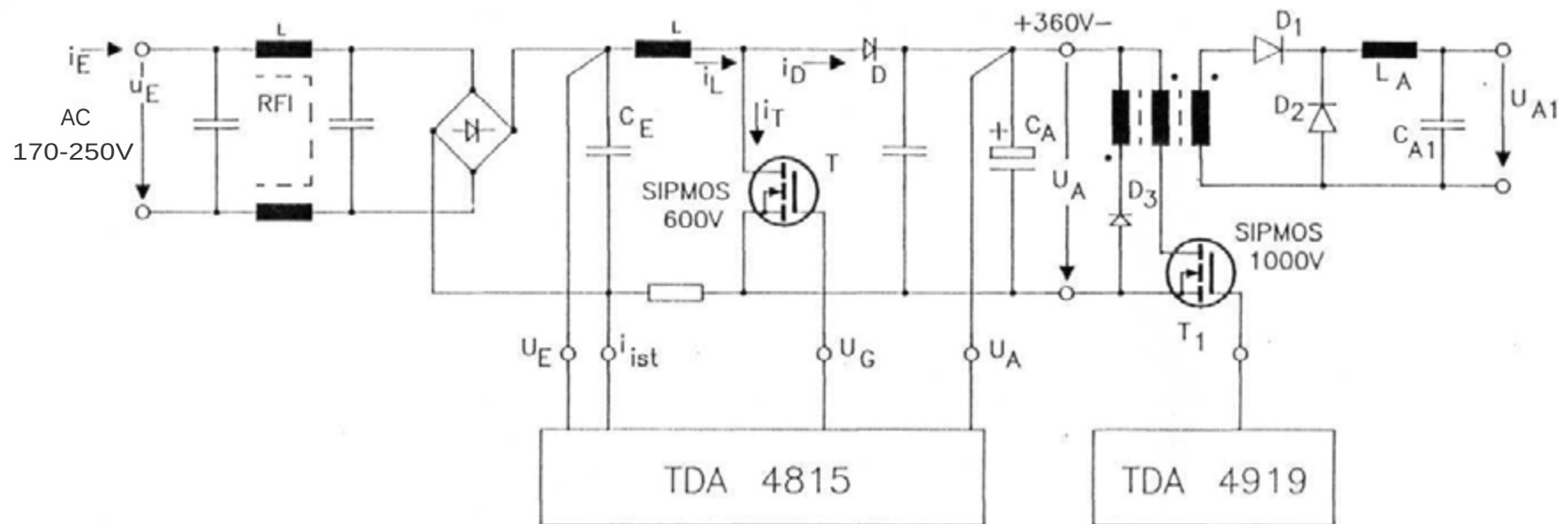


GEGENÜBERSTELLUNG DER STEUERVERFAHREN FÜR SINUSFÖRMIGE STROMAUFNAHME MIT HOCHSETZSTELLER

Konzepte	freischwingend mit dreieckförmigem Strom TDA 4814	festfrequent mit trapezförmigem Strom TDA 481E + TDA 491E
Wirkungsgrad η	typ. 0,95 keine Einschaltverluste	typ. 0,9E - 0,95 abhängig von Taktfrequenz Diodenrückströme beim Einschalten
Leistungsfaktor A	typ. 0,9E bei Nennleistung	typ. 0,9E bei Nennleistung
Oberschwingungsgehalt des Stromes im Teillastbetrieb	größer Stromkurvenform gesteuert	gleichbleibend Stromkurvenform geregelt
Ausgangsspannung UA	ca. 400V 50V über Scheitelwert von UE	ca. 360V UA = Scheitelwert von UE
Funkentstörung	aufwendiger wegen hohem Dreieckstrom	weniger aufwendig da nur Rippeistrom
Synchronisation mit SNT	nicht möglich	möglich
Weitbereich-Spannungseingang (110V/220V-Betrieb)	geeignet	geeignet
Inbetriebnahme Entwicklungsaufwand	Steuer- und Leistungsteil nur gemeinsam funktionsfähig Drosselinduktivität beeinflusst Betriebsverhalten	schrittweise Inbetriebnahme möglich Drosselinduktivität hat nur geringen Einfluß auf das Betriebsverhalten

SIEMENS

Hochsetzsteller mit sinusförmiger Stromaufnahme aus dem Eintakt-Durchflußwandler
Netz und trapezförmigem Stromverlauf in den Halbleitern



SCHALTNETZTEIL MIT AKTIVEM OBERSCHWINGUNGSFILTER

TDA 4815

SMPS-IC for Sine Wave Current Control Active Mains Filter

- Trapezoidal Current Wave Form
- Fixed Frequency Generator
- Minimum of RF Filtering
- Wide Range Input Voltage Applications
- High Efficiency
- Voltage and Current Control
- Power Factor approx. 1
- Package P-DIP 16/20

Package SC 20

Familienkonzept

EVG	TDA 4814 A	DIP-14	freischwingend, Transistorstrom dreieckförmig, mit Start / Stop
SNT	TDA 4815 A TDA 4815 AG TDA 4815 C	DIP-2C SO-20 DIP-1E	festfrequent, • Transistorstrom trapezförmig, Weitbereich- Eingangsspannung
SNT	TDA 4815 B	DIP-20	freischwingend, Transistorstrom dreieckförmig, Weitbereich- Eingangsspannung
EVG	TDA 4816 G	SO-1E	freischwingend, in Verbindung mit SNT-IS TDA 4919, festfrequent
EVG	TDA 4817 TDA 4817 G	DIP-8 SO-8	freischwingend, Transistorstrom dreieckförmig, ohne Start/Stop

Schrifttum:

- * Sonderdruck: "Aktive **Oberwellenfilterung** für **Netzgleichrichter** höherer **Ausgangsleistung**"
Bestell-Nr.: B1-B3608

- * Sonderdruck; "TDA **4814** - integrierte Steuerschaltung für sinusförmige Netzstromaufnahme"
Bestell-Nr. B1-B3607

- * **Veröffentlichung:** "Aktives Oberschwingungsfilter mit TDA **4814** A für 250 W **Ausgangsleistung**" von M. **Herfurth**
Der **Elektroniker**, Nr. 6/1989, Seite 44 bis 47

- * Bericht: "Aktives Oberschwingungsfilter mit TDA **4814** A für 250 W **Ausgangsleistung**"
Bericht-Nr.: LE 8803 v. 19.08.88

- * Bericht: "Steuerschaltung mit TDA 4816 und TDA **4919** für ein aktives Oberschwingungsfilter"
Bericht-Nr.: PD22 8905 v. 23.11.88

- * Bericht: "Aktives Oberschwingungsfilter mit konstanter Betriebsfrequenz und 600 W **Ausgangsleistung**"
Bericht-Nr.: PD22 9002 v. 06.03.90

Schrifttum in Englisch:

- * Herfurth, M.: TDA 4814 - **Integrated** Circuit for **Sinusoidal** Line Current Consumption;
Siemens **Components**, 3/86, Pages 103 to 107 or
Ordering No.: B1-B3607-X-X-7600

- * **Herfurth, M.:** Active Harmonic Filtering for Line Rectifiers of Higher Output Power;
Siemens **Components**, 1/86, Pages 9 to 13 or
Ordering **No.:** B3-B3608-X-X-7600

- * Report LE 8803: Active harmonic filter using TDA **4814** A rated for 250 W Output power

5.2 Galvanisch isolierte Bauelemente

5.2.1 SITAC-AC-Schalter

(BRT 11, BRT 12, BRT 13, BRT 21, BRT 22, BRT 23)

Die SITAC-Bausteine sind galvanisch isolierte AC-Schalter mit und ohne Nullpunktschalter, besonders geeignet als Bindeglied zwischen Logik (μ F TTL etc.) und Leistungsstufe (hohe Spannung, hoher Strom, Netz etc.). Der SITAC besteht am Ausgang aus zwei antiparallel geschalteten Thyristoren, die eingangsseitig durch eine LED gezündet werden.

Eigenschaften

- Hohe Zündempfindlichkeit
- Spannungssteilheit $> 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Schaltfrequenz bis 5 kHz
- Störsicher
- Ohne Beschaltung kommutierungsfähig (die Typen BRT 11, BRT 12 und BRT 13 eignen sich speziell für induktive Lasten, z. B. Relais, Motore, Hubmagnete-Ventile)
- Überkopfzündfest
- Sicher gegen hochfrequente Stromoszillationen
- Keine RC-Beschaltung erforderlich (dadurch werden kapazitive Leckströme im Lastkreis vermieden)
- Direkter Schalter (ohmsche und induktive Lasten direkt am SITAC), als auch Treiber für Leistungsthyristoren und Leistungstriacs geeignet. Aufgrund des kleinen Haltestroms ($< 1 \text{ mA}$) können damit Leistungsschalter für große Strombereiche (von einigen mA bis zum maximalen Strom des Leistungsschalters) gebaut werden. Bei kleinen Strömen übernimmt in diesem Fall der SITAC die alleinige Stromführung

Electrically isolated components

SITAC-AC-switches

BRT 11, BRT 12, BRT 13, BRT 21, BRT 22, BRT 23)

SITAC devices are electrically isolated AC Switches with and without a zero voltage switch and are particularly suitable as a link between logic (μ R TTL, etc) and power stages (high voltage, high current, line voltage, etc). A SITAC consists at the Output of two antiparallel thyristors, which are triggered at the input by an IR LED.

Features

- High triggering sensitivity
- Rate of voltage rise $> 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Switching frequency up to 5 kHz
- High noise immunity
- Commutation capability without additional circuitry, (types BRT 11, BRT 12 and BRT 13 are especially suitable for inductive loads e.g. relays, motors, solenoid actuators, valves)
- Overvoltage trigger proof
- Secure against high-frequency, current oscillations
- No RC circuitry necessary (thus avoiding capacitive leakage currents in the load circuit)
- Suitable as direct switch (resistive and inductive loads directly connected to the SITAC) and as driver for power thyristors and power triacs. Because of the small holding current ($< 1 \text{ mA}$) power switches can be designed for large current ranges (from a few mA up to the maximum current of the power switch). Small currents are handled by the SITAC alone

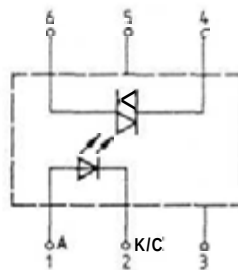


Bild 20: Beschaltung

Fig. 20: Circuitry

Zündstromgruppe

Die SITAC-Bauelemente werden in den Gruppen H und M geliefert:

Gate trigger currents

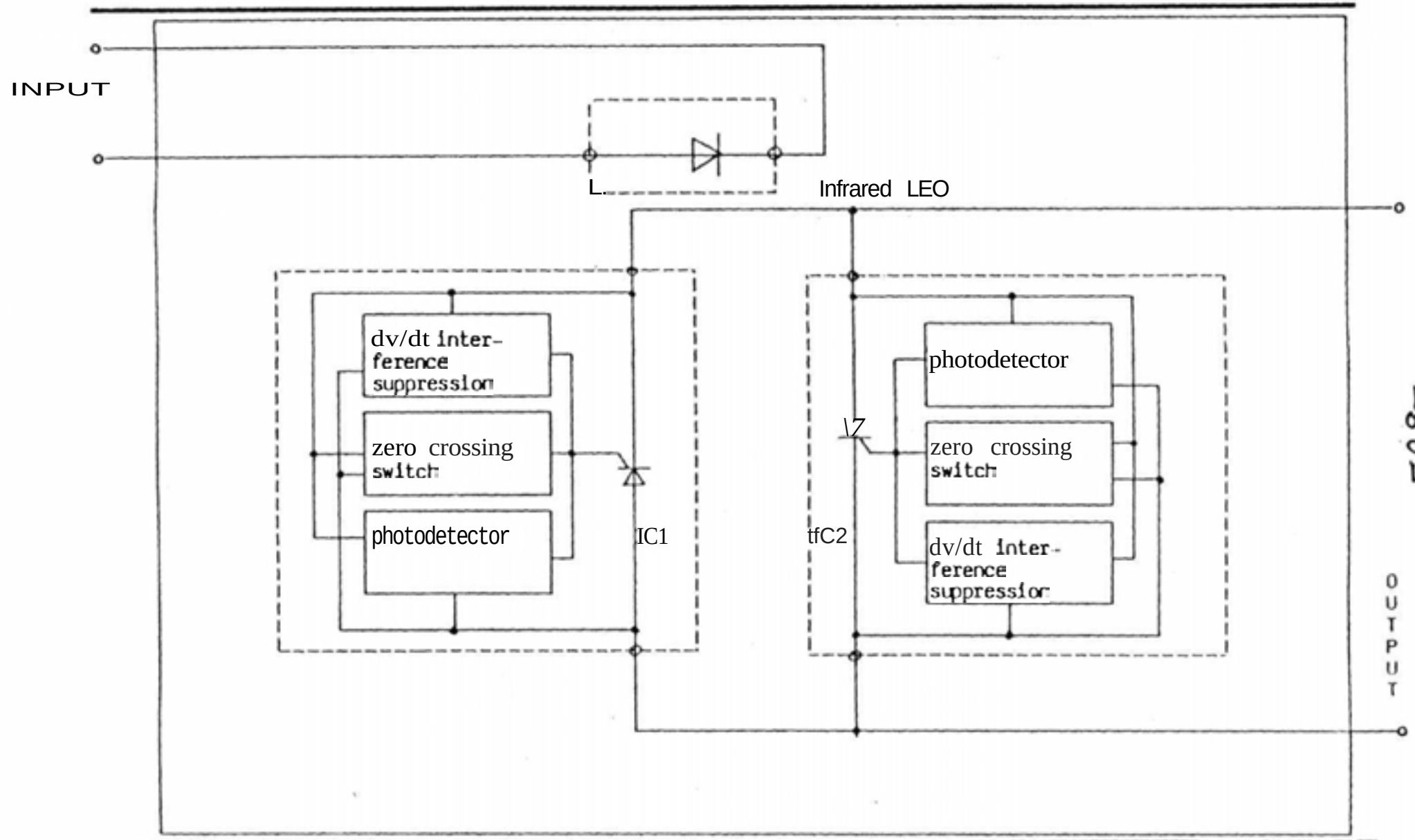
SITAC components are available in groups H and M:

Gruppe Group	Zündstrom Gate trigger current
H	$< 2 \text{ mA}$
M	$< 3 \text{ mA}$

Der SITAC mit Nullpunktschalter eignet sich besonders zum störungsfreien Schalten ohmscher Lasten (z. B. Lampen) und zur unproblematischen Serienschaltung.

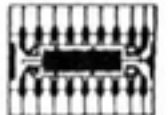
The SITAC with a zero voltage switch is particularly suitable for interference-free switching of resistive loads (e.g. lamps) and for straightforward connection in series

SIEMENS



SIPMOS

HL SIP PM - 04 / 91

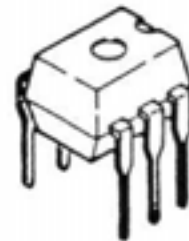


Übersicht / Summary

SITAC® und SIPMOS®-Kleinsignaltransistoren
SITAC® and SIPMOS® Small-Signal Transistors

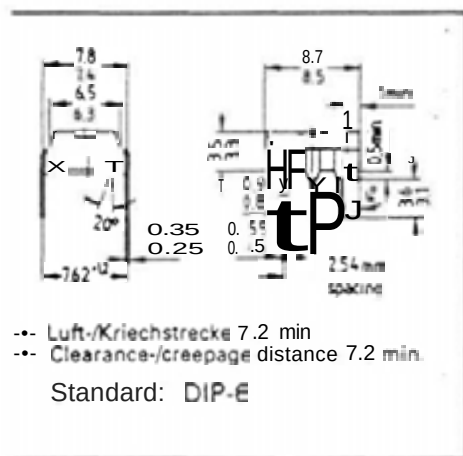
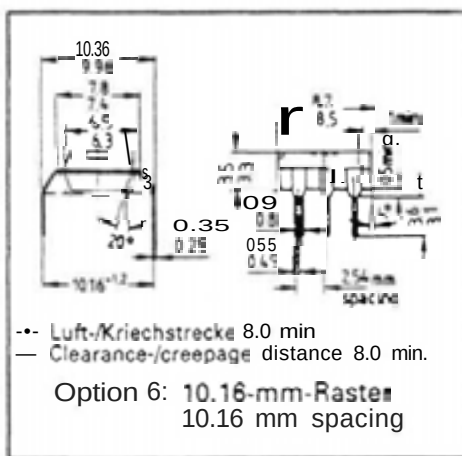
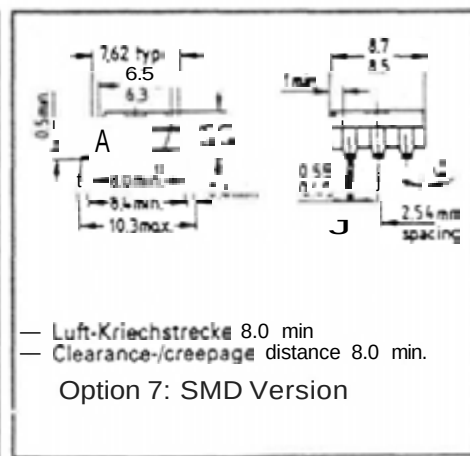
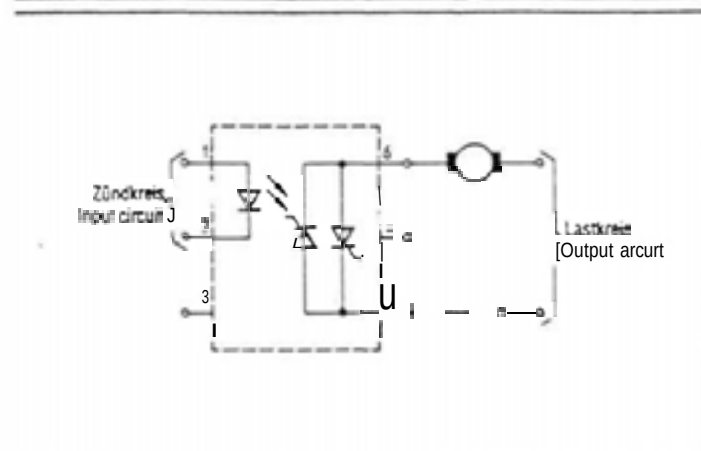
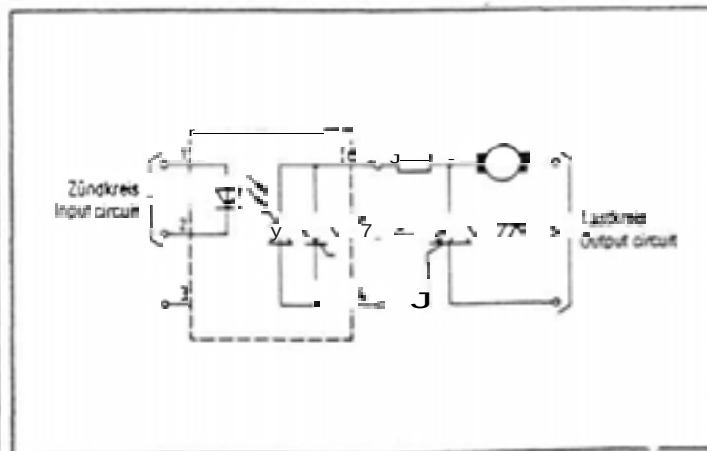
SITAC®

Galvanisch isolierter AC-Schalter
Electrically Insulated AC Switch

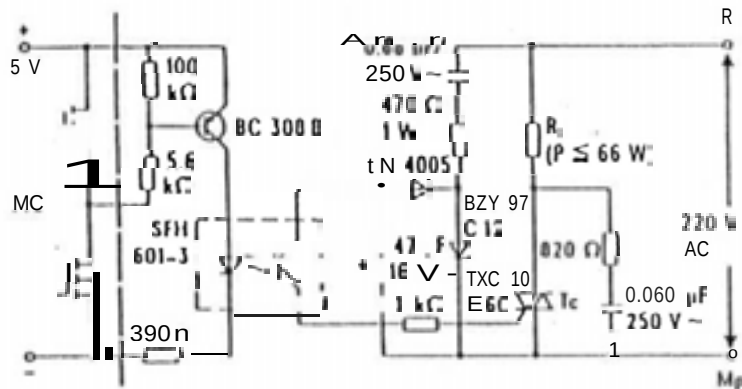


Typ Type	V_{DRM} (max) V	$I_{T(RMS)}$ (max) mA	$I_{FT(LA)}$ (max) mA	dv/dt (max) V/ μ s	I_{FT} (max) mA	Bemerkung Note
Ohne Nullpunktschalter / Without zero voltage switch						
BRT 11 H 	400	300	0,5	10000	2	VDE 0884 als Option 1 lieferbar
BRT 11 M 		300	0,5	10000	3	VDE 0884 available as Option 1
BRT 12 H 	600	300	0,5	10000	2	VDE 0884 als Option 1 lieferbar
BRT 12 M 		300	0,5	10000	3	VDE 0884 available as Option 1
BRT 13 H	800	300	0,5	10000	2	-
BRT 13 M		300	0,5	10000	3	-
Mit Nullpunktschalter / With zero voltage switch						
BRT 21 H	400	300	0,5	10000	2	VDE 0884 als Option 1 lieferbar
BRT 21 M		300	0,5	10000	3	VDE 0884 available as Option 1
BRT 22 H	600	300	0,5	10000	2	VDE 0884 als Option 1 lieferbar
BRT 22 M		300	0,5	10000	3	VDE 0884 available as Option 1
BRT 23 H	800	300	0,5	10000	2	-
BRT 23 M		300	0,5	10000	3	-

Abmessungen in mm / Dimensions in mm

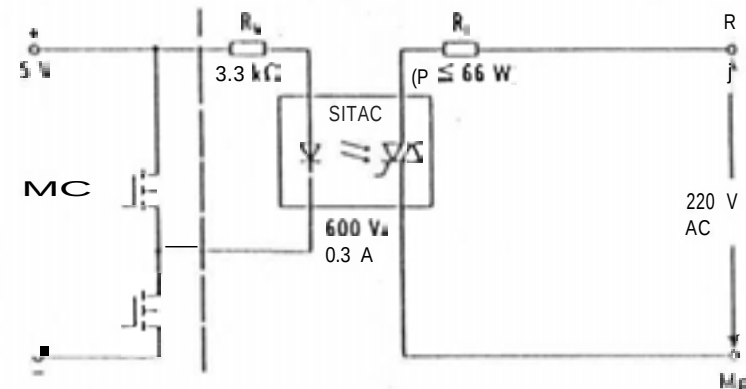


a)



- D Electrical isolation with optocoupler
- D RC-Network due to Triac dv/dt sensitivity
- D Drive power drawn from load circuit
- D Higher power dissipation due to RC network
- D Many components required
- D Not integrable

b)



- O Electrical isolation with optotriggred triac
- G No RC-network due to high dv/dt compatibility
- G Phase control possible (SITAC without zero voltage switch)
- G High di/dt loadability
- G High input sensitivity
- G Few components
- ☐ Series connection no problem
- G Available in DIP-E package
- G Insulation test voltage 5.3 kV
- G Switchable power up to 66 W at 220V main
- ☐ High pulse current amplitude $I = 5 \text{ A}$ (at $di/dt = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$)

Comparism between two Circuits

1

9

