

**Abschlussbericht**

**Entwicklung einer Ansteuerelektronik  
und eines aktiven Lagersystems für  
adaptronische Transportsysteme mit  
elektorrheologischen Flüssigkeiten (ERFs)  
zur Beförderung sensibler Güter**

Dipl.-Ing. Chr. Stiebel  
Prof. Dr.-Ing. habil. H. Janocha

Lehrstuhl für Prozessautomatisierung (LPA)  
Universität des Saarlandes

Saarbrücken, März 2000

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen der Leistungsverstärker für ERF-Wandler</b>	<b>3</b>
2.1	ERF-Energiewandler als elektrische Last	3
2.2	Verstärkerkonzepte zur Ansteuerung von ERF-Wandlern	6
2.2.1	Analoge Verstärker	7
2.2.2	Schaltende Verstärker	9
2.3	Schaltende Verstärker	10
2.3.1	Drosselaufwärtswandler	10
2.3.2	Sperrwandler	10
2.3.3	Durchflusswandler	11
2.3.4	Schaltender Zwei-Quadranten-Verstärker	12
<b>3</b>	<b>Strömungssensor</b>	<b>14</b>
<b>4</b>	<b>Realisierter Leistungsverstärker für ERF-Ventile</b>	<b>19</b>
4.1	Sperrwandler	20
4.2	Realisierung der Leistungsendstufe	22
4.3	Untersuchungen des Hochspannungstransformators	23
4.4	Hochspannungsentladestufe (Stromsenke)	33
4.5	Aufbau der Ansteuerelektronik	35
4.6	Messung einiger Ausgangssignale	37
4.7	Aufbau der Verstärker	38
4.8	Ansichten der Verstärker	38
4.9	Einbau der Verstärker in den Schaltschrank	40
<b>5</b>	<b>Inbetriebnahme des Gesamtsystems</b>	<b>42</b>
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>43</b>
6.1	Im Rahmen des Projektes erreichte Ziele	43
6.2	Über das Projekt hinaus erreichte Ziele	43
6.3	Zukünftige Arbeiten	45
6.4	Geplante Veröffentlichungen	45

# 1 Einleitung

Im Rahmen des BMBF-Verbundforschungsprojektes „Adaptronische Transportsysteme mit elektrorheologischen Flüssigkeiten (ERFs) zur Beförderung sensibler Güter“ wurde die Plattform eines Transporters nach dem „Sky-hook-Prinzip“ aktiv vom Fahrzeugrahmen entkoppelt.

Hierbei ist es erstmals gelungen, ein komplexes Hydrauliksystem rein auf ERF-Basis zu betreiben. Die hochdynamischen Stellbewegungen werden mit Hilfe von Hydraulikzylindern generiert, die über „elektronische Ventile“ in Form von Spalten verfügen. Die Ventilfunktion lässt sich dadurch realisieren, dass an die Spalte Hochspannung angelegt wird, was zu einer Erhöhung der Viskosität der Hydraulikflüssigkeit in den Spalten führt. Da im Ventil keine mechanischen Komponenten vorhanden sind, lassen sich Ventilschaltzeiten unter 1 ms erreichen, und dies sowohl im geschalteten als auch im proportionalen Betrieb.

Die Aufgabe des Lehrstuhls für Prozessautomatisierung (LPA) bestand neben der Gesamtkoordination des Forschungsprojektes in der Entwicklung der für die Ansteuerung der ERF-Ventile notwendigen Hochspannungsverstärker. Zur Ventil-Ansteuerung wird eine Hochspannung von 4,5 kV bei einer Ausgangsleistung von bis zu 200 W benötigt. Die Generierung der erforderlichen Hochspannung aus der 24 V-Bordspannung des Transporters mit einem hohen Wirkungsgrad und einer kleinen Baugröße des Ansteuerverstärkers war eine der Voraussetzungen für den Erfolg dieses Projektes.

## 2 Grundlagen der Leistungsverstärker für ERF-Wandler

### 2.1 ERF-Energiewandler als elektrische Last

Trotz der Untersuchung vieler unterschiedlicher Applikationen mit elektrorheologischen Flüssigkeiten (ERFs) im Laufe der letzten Jahre, fanden nur sehr wenige ihren Weg in industrielle Applikationen. Einer der Gründe hierfür ist sicherlich die Erzeugung der für den ER-Effekt notwendigen Hochspannung. Die zur Zeit verfügbaren ERFs benötigen zur Ansteuerung Feldstärken bis zu 8 kV/mm. Die Weite des Scherungsspalt beträgt üblicherweise zwischen 0,5 mm und 1 mm. Schmalere Scherungsspalte würden zwar niedrigere Ansteuerspannungen ermöglichen, sind jedoch über größere Strecken mit der erforderlichen Präzision nur schwer herstellbar. Deswegen sind für ER-Applikationen Leistungsverstärker mit Ausgangsspannungen von mehreren kV notwendig [4].

Aktoren mit elektrorheologischen Flüssigkeiten stellen für ihre Ansteuerelektronik extrem nichtlineare Lasten dar mit Rückwirkungen von der mechanischen Ausgangseite auf die elektrische Ansteuerung. Solche sind beispielsweise: Änderungen der Lastimpedanz (Widerstand und Kapazität des Aktors), Generierung von Überspannungen, Kurzschlüssen und Lichtbögen usw.

In erster Näherung ist das elektrische Ersatzschaltbild eines ERF-Aktors die Parallelschaltung eines Widerstandes und einer Kapazität, siehe Bild 1, was sich dadurch erklären lässt, dass sich bei einem ERF-Aktor zwischen den Elektroden ERF als verlustbehaftetes Dielektrikum (elektrische Leitfähigkeit  $\gamma_{\text{ERF}} \neq 0$ ) befindet.

Die Werte der Ersatzelemente sind stark abhängig von den Abmessungen der Elektrodenanordnung, dem Aufbau und dem Wirkprinzip des Energiewandlers, sowie den elektrischen Kennwerten der ERF: Leitfähigkeit  $\gamma_{\text{ERF}}$  und Permittivitätszahl  $\epsilon_{\text{ERF}}$ . Wesentlich zur Entwicklung eines an den ERF-Energiewandler angepassten Energiestellers sind also sowohl die Kenntnis der elektrischen Kennwerte der verwendeten ERF als auch die der Elektrodengeometrie.

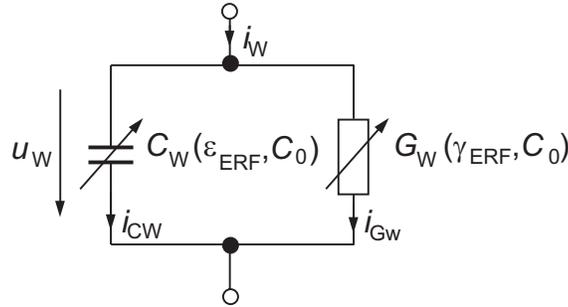


Bild 1: Elektrisches Ersatzschaltbild eines ERF-Energiewandlers [2, 4]

Die Kapazität  $C_W$  eines ERF-Energiewandlers errechnet sich aus der ERF-Permittivitätszahl (Permittivitätszahl  $\epsilon_{\text{ERF}}$  bei Raumtemperatur zwischen 10 und 15) und dem Geometriefaktor der Elektrodenanordnung, der als Verhältnis der Kapazität der Anordnung im Vakuum  $C_0$  zur elektrischen Feldkonstante  $\epsilon_0$  definiert ist.

$$C_W = \frac{C_0}{\epsilon_0} \epsilon_{\text{ERF}}(\vartheta, E, q_v) . \quad (1)$$

Entsprechend errechnet sich der Leitwert  $G_W$  des Energiewandlers zu

$$G_W = \frac{1}{R_W} = \frac{C_0}{\epsilon_0} \gamma_{\text{ERF}}(\vartheta, E, q_v) , \quad (2)$$

wobei  $\epsilon_{\text{ERF}}(\vartheta, E, q_v)$  und  $\gamma_{\text{ERF}}(\vartheta, E, q_v)$  selbst wiederum nichtlinear abhängig sind von der Temperatur  $\vartheta$ , der elektrischen Feldstärke  $E$  und dem Volumenstrom  $q_v$ . Von allen diesen Abhängigkeiten ist jedoch die Änderung der Leitfähigkeit mit der Temperatur  $\vartheta$  am stärksten ausgeprägt.

Der Geometriefaktor und damit verknüpft auch die elektrischen Ersatzgrößen  $C_W$  und  $G_W$  sind je nach Aufbau und Wirkungsweise des Wandlers variabel. So ändert sich bei Wandlern, die nach dem Quetschprinzip arbeiten, prinzipbedingt ständig der Elektrodenabstand und damit die Scherungsspaltweite. Bei Wandlern, die nach dem Scherungsprinzip arbeiten, ist auch eine Änderung der wirksamen Elektrodenfläche denkbar, wenn beispielsweise parallele Scherungsflächen übereinander oder auseinander geschoben werden.

Eine Rückwirkung des ERF-Energiewandlers auf den Energiesteller (ansteuernder Verstärker) ist die Erhöhung der Wandlerspannung als Reaktion auf eine mechanische Anregung, was besondere Schutzmaßnahmen erforderlich macht. Eine derartige Erhöhung der Wandlerspannung tritt auf, wenn die Wandlerkapazität bei konstanter gespeicherter

Ladungsmenge verkleinert wird, z.B. durch Vergrößerung des Elektrodenabstandes bzw. Verkleinerung der wirksamen Elektrodenfläche. Dieser Spannungserhöhung wirkt jedoch besonders bei hohen Temperaturen der Ladungsabfluss auf Grund der ERF-Leitfähigkeit entgegen.

Die Leitfähigkeit  $\gamma_{\text{ERF}}$  von ERFs ist sehr stark temperaturabhängig, wobei sie sich in guter Näherung bei einer Temperaturerhöhung um  $\Delta\vartheta = 6 \text{ K}$  verdoppelt. Dies bedeutet, dass sich der Leitwert eines ERF-Wandlers allein auf Grund der Änderung der Leitfähigkeit  $\gamma_{\text{ERF}}(\vartheta)$  im üblicherweise genutzten Temperaturbereich von  $20^{\circ}\text{C}$  bis  $80^{\circ}\text{C}$  um den Faktor 1000 ändern kann.

Das im Rahmen dieses Projektes zu entwickelnde ERF-Ventil arbeitet nach dem Strömungsprinzip, d.h. die Elektrodenanordnung und somit auch der Geometriefaktor  $C_0/\epsilon_0$  bleiben im Betrieb unverändert. Für die praktische Auslegung der Ansteuerelektronik (Hochspannungsquelle) bedeutet dies, dass im Wesentlichen die thermische Änderung des Aktorleitwertes um bis zum Faktor 1000 zu berücksichtigen ist.

Des Weiteren können während des Betriebes wie bei allen ERF-Wandlern auf Grund von Lufteinschlüssen, Verunreinigungen oder auch der Sedimentation der ERF Kurzschlüsse oder Lichtbögen auftreten. Die Ansteuerelektronik muss all diese Fälle unbeschadet überstehen. Ins Besondere Lichtbögen sind hierbei das größere Problem. Sie stören sehr stark die umgebende Elektronik und werden ohne weitere Maßnahmen mitunter über einen längeren Zeitraum aufrecht gehalten. Die wirksamste Maßnahme zum Löschen eines auftretenden Lichtbogens ist das Abschalten der Hochspannung über dem Ventilspalt. Durch dieses Abschalten ist es möglich, dass die bei einem Lichtbogen durch Verbrennung entstehenden Partikel, welche hauptsächlich zum weiteren Glimmen bzw. erneuten Zünden von Lichtbögen beitragen, auf Grund der nun wieder einsetzenden Strömung aus dem Spalt verschwinden können. Da diese Maßnahme jedoch die völlige Freigabe des jeweiligen Ventils — unabhängig vom geforderten Ventilzustand — voraussetzt, darf sie nicht vom Verstärker aus erfolgen. Ein solcher massiver Eingriff in das Gesamtsystem-Verhalten darf nur von höchster Regelungsebene aus erfolgen.

Die bei einem Lichtbogen durch Verbrennung entstehenden Kohlenstoff-Partikel erhöhen die Leitfähigkeit der ERF und bilden zugleich „Keime“ für die Entstehung von neuen Lichtbögen. Somit verschlechtern sie die Eigenschaften des ERF-Aktors. Daher sollte es Aufgabe des Entwicklers sein, bereits bei der Konstruktion gewisse Regeln zu beachten (Vermeidung von Lufteinschlüssen, Kanten mit erhöhter Feldstärke, Sedimentation im Hochspannungs-Spalt, ...), um die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Lichtbögen so gering wie möglich zu halten.

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass Kavitation, wie sie insbesondere bei ERF-Dämpfern auftritt, ebenfalls eine häufige Ursache für das Entstehen von Lichtbögen sein kann. Auch sie kann durch konstruktive Maßnahmen am ERF-Wandler beseitigt werden. Kavitation spielt jedoch keine Rolle bei den Ventilen für die Stellzylinder, die in diesem Forschungsprojekt verwendet werden.

## 2.2 Verstärkerkonzepte zur Ansteuerung von ERF-Wandlern

Dieser Abschnitt behandelt die wesentlichen Grundlagen von Verstärkern zur Ansteuerung von ERF-Wandlern. Unterschieden wird hierbei zwischen analogen und schaltenden, sowie Verstärker für den Ein-, Zwei- und Vier-Quadrantenbetrieb. Die Anforderungen, die sich aus der Last (ERF-Wandler) für den Verstärker ergeben, wurden bereits in Abschnitt 2.1 beschrieben.

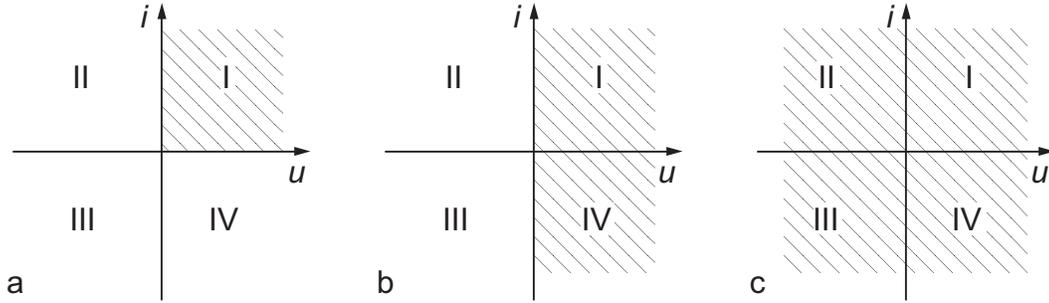


Bild 2: Verstärker für den **a** Ein-, **b** Zwei- und **c** Vier-Quadrantenbetrieb [4]

Verstärker für den Ein-Quadrantenbetrieb arbeiten nur als Stromquelle, d.h. sie liefern bei einer positiven Spannung einen positiven Strom, siehe Bild 2a. Somit können die Wandler nur aufgeladen werden, die Entladung erfolgt durch den Verlustleitwert der ERF. Aus dem elektrischen Ersatzschaltbild des ERF-Wandlers (Bild 1 auf Seite 4) ergibt sich für den zeitlichen Verlauf der Wandler Spannung

$$u(t) = u_0 \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \quad \text{mit} \quad (3)$$

$$\tau = \frac{C_W}{G_W} = \frac{\epsilon_{\text{ERF}}}{\gamma_{\text{ERF}}(\vartheta)} \quad , \quad (4)$$

wobei nach der Zeit

$$t_f \approx 4 \tau = 4 \frac{\epsilon_{\text{ERF}}}{\gamma_{\text{ERF}}(\vartheta)} \quad (5)$$

die Spannung über dem Wandler auf 10% des Anfangswertes  $u_0 = u(t=0)$  gefallen ist. Aus Gl. 5 folgt, dass die Zeit  $t_f$ , die der Wandler zum Abbau des elektrischen Feldes benötigt, unabhängig von der Geometrie des Wandlers ist und nur von den Materialeigenschaften der ERF abhängt. Folglich wird  $t_f$  wie  $\gamma_{\text{ERF}}$  sehr stark von der Temperatur  $\vartheta$  des Wandlers beeinflusst (Faktor 1000). Solche stark temperaturabhängigen Entladezeiten sind nicht tolerierbar, falls eine kontrollierbare, hochdynamische Ansteuerung, d.h. die optimale Nutzung einer wesentlichen Grundeigenschaft der ERF, gefordert ist.

Soll der Abbau der im Wandler gespeicherten elektrischen Feldenergie unabhängig vom Leitwert der ERF kontrollierbar und schnell erfolgen, so werden Verstärker benötigt, die im Zwei-Quadrantenbetrieb arbeiten. Derartige Verstärker arbeiten bei einer Polarität der Ausgangsspannung sowohl als Stromquelle (positiver Ausgangsstrom) als auch als Stromsenke (negativer Ausgangsstrom).

Mittelwertfreie Steuersignale, wie sie zur Vermeidung der Elektrophorese [4] notwendig sind, können nur mit Hilfe von Vier-Quadrantenverstärkern realisiert werden. Solche Verstärker arbeiten als Stromquelle und als Stromsenke für positive und negative Ausgangsspannungen.

Sowohl Ein-, Zwei- als auch Vier-Quadrantenverstärker lassen sich als analoge oder schaltende Verstärker realisieren. Da Ein-Quadrantenverstärker für die wenigsten ERF-Anwendungen eine sinnvolle Alternative darstellen, werden sie im Folgenden nicht weiter untersucht.

### 2.2.1 Analoge Verstärker

Bild 3 auf Seite 7 zeigt einen analogen Halbbrückenverstärker für den Zwei-Quadrantenbetrieb.

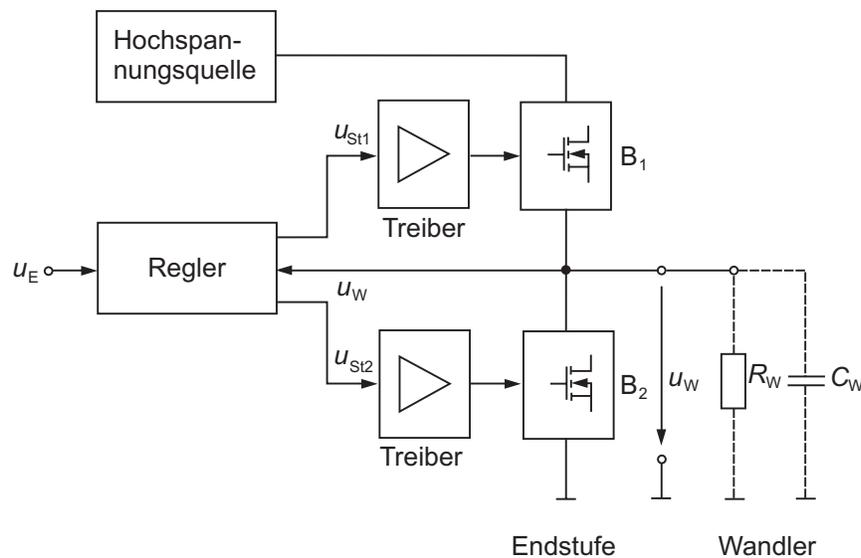


Bild 3: Analoger Halbbrückenverstärker [4]

Analoge Verstärker zeichnen sich vor allem durch die hohe Dynamik und Güte ihrer Ausgangssignale aus. Diese Eigenschaften sind möglich, da die Ausgangsspannung über der Last (ERF-Wandler) mit Hilfe von Transistoren im Leistungspfad kontinuierlich eingestellt wird. Bei einer näheren Betrachtung wird jedoch ersichtlich, dass analoge Verstärker bei der Ansteuerung von ERF-Wandlern (Hochspannungsansteuerung einer ohmsch-kapazitiven Last) wesentliche Nachteile mit sich bringen:

- Hohe Verluste,
- Notwendigkeit von Leistungshalbleitern für Hochspannungen,
- schwierige Realisierung der Treiber für den Brückenweig  $B_1$ ,
- Notwendigkeit einer zusätzlichen Hochspannungsversorgung.

Bei kontinuierlicher Ansteuerung der Last über den vollständigen Spannungsbereich wird das gesamte Ausgangskennlinienfeld der Endstufentransistoren<sup>1</sup> durchlaufen. Verluste an einem Bauteil entstehen, wenn es von einem Strom durchflossen wird und gleichzeitig eine Spannung an ihm abfällt. So fließt der gesamte positive Ausgangsstrom über B<sub>1</sub> und der Spannungsabfall errechnet sich als Differenz von Versorgungsspannung (größer als die maximale Ausgangsspannung) und momentaner Ausgangsspannung. Je nachdem, ob der Verstärker in Klasse-A, -B, -AB oder -C Technik betrieben wird, sind die Verluste unterschiedlich [7, 5]. Üblicherweise wird für die einzelnen Betriebsarten der Wirkungsgrad  $\eta$  angegeben. Bei der Ansteuerung von rein kapazitiven Lasten ist die Verwendung des Begriffes Wirkungsgrad nach der üblichen Definition

$$\eta = \frac{\text{abgegebene Wirkleistung}}{\text{aufgenommene Wirkleistung}} \quad (6)$$

jedoch nicht sinnvoll. Mit dieser Definition ist unabhängig von den im Verstärker auftretenden Verlusten der Wirkungsgrad  $\eta = 0$  (abgegebene Wirkleistung = 0).

Für eine Berechnung der im Verstärker auftretenden Verluste empfiehlt sich folgende Einteilung.

1. Verluste im Verstärker durch den kapazitiven Anteil der Last:  
Bei Vollaussteuerung werden diese Verluste maximal und berechnen sich zu

$$P_{V1} = C_W \cdot U_{W \max}^2 \cdot f_{\max} \quad (7)$$

wobei  $U_{W \max}$  die maximale Wandlerspannung und  $f_{\max}$  die maximale Betriebsfrequenz ist. Bei  $U_{W \max} = 4,5$  kV,  $C_W = 1$  nF und  $f_{\max} = 100$  Hz errechnet sich  $P_{V1} = 2$  W. Bei üblichen ERF-Anwendungen ist  $P_{V1} < 10$  W.

2. Verluste im Verstärker durch den ohmschen Anteil der Last:  
Berechnung der maximalen Ausgangsleistung des Verstärkers

$$P_{\text{aus max}} = U_{W \max}^2 \cdot G_{W \max} \quad (8)$$

für  $G_{W \max}$  ist der maximale Leitwert des ERF-Wandlers bei der höchsten zu erwartenden Betriebstemperatur einzusetzen.

Für die Berechnung dieses Teils der Verlustleistung kann der Wirkungsgrad  $\eta$  nach der üblichen Definition verwendet werden. Jedoch ist zu beachten, dass bei Hochspannungsanwendungen auch in Klasse-C Technik der theoretische Höchstwert von 78,5% niemals erreicht wird. Der Grund hierfür liegt vor in den Ruheverlusten der Treiberschaltungen, die bei hohen Spannungen größer werden. Ein realistischer Wert für den Wirkungsgrad liegt bei 50%.

$$P_{V2} \approx P_{\text{aus max}} \quad (9)$$

Im Falle des im Rahmen dieses Projektes zu entwickelnden Leistungsverstärkers berechnet sich  $P_{V2} = P_{\text{aus max}} = 200$  W.

---

<sup>1</sup>Angeordnet in den beiden Brückenweigen B<sub>1</sub> und B<sub>2</sub>

Nur falls wie in diesem Beispiel  $P_{V1} \ll P_{V2}$  kann der Anteil der kapazitiven Verluste vernachlässigt werden.

Ein weiterer wesentlicher Nachteil des analogen Verstärkers ist die schwierige Realisierung der Treiberschaltung für den oberen Brückenweig  $B_1$ , Bild 3 auf Seite 7. Die Aufgabe dieser Treiberschaltung ist es, die im Regler an Hand der Soll-/Istwert-Differenz erzeugten Ansteuersignale auf ein Potenzial oberhalb der veränderlichen Ausgangsspannung zu übertragen. Bei Ausgangsspannungen von mehreren Kilovolt ist diese Signalübertragung nur sehr schwer realisierbar.

Ebenfalls von Nachteil bei dem in Bild 3 auf Seite 7 gezeigten analogen Verstärkers ist, dass zur Versorgung der Endstufe eine Hochspannungsquelle benötigt wird. Bei einem Wirkungsgrad von 50% (siehe obige Rechnung) muss diese Hochspannungsquelle auf die doppelte benötigte Ausgangsleistung ausgelegt werden. Sofern eine 50 Hz-Versorgung vorhanden ist, kann die Hochspannung mit Hilfe eines einfachen, aber auch voluminösen Netzteils generiert werden. Im Rahmen dieses Projektes soll jedoch ein mobiles System entwickelt werden. Folglich steht nur das DC-Bordnetz eines Kfz zur Verfügung und zur Erzeugung der erforderlichen Hochspannung wird somit ein Schaltnetzteil benötigt.

### 2.2.2 Schaltende Verstärker

Bei schaltenden Verstärkern wird das Problem der hohen Transistorverluste dadurch umgangen, dass die Transistoren als reine Schalter verwendet werden. Es wird schnell zwischen den beiden Zuständen minimaler Verluste nämlich

- Transistor vollständig gesperrt: maximaler Spannungsabfall, so gut wie kein Stromfluss,
- Transistor vollständig leitend: maximaler Stromfluss, so gut wie kein Spannungsabfall

umgeschaltet, ohne dass hierbei das vollständige Ausgangskennlinienfeld durchlaufen wird. Als verlustloses Element zur Strombegrenzung und zur Erzeugung der erforderlichen Hochspannung dienen Drosseln bzw. Transformatoren.

Schaltende Verstärker verfügen folglich über Eigenschaften, die sie für ERF-Anwendungen besonders interessant machen:

- Hoher Wirkungsgrad (80% und mehr),
- Hochspannungs-Generator im Verstärker integrierbar.

Bei Ansteuerleistungen von 100 W und mehr, wie sie bei ERF-Anwendungen keine Seltenheit sind, spielt der Wirkungsgrad eine bedeutende Rolle, da über ihn das Bauvolumen eines Verstärkers bestimmt wird (Kühlkörper).

Da die Hochspannung im Verstärker selbst generiert wird, ist keine zusätzliche Hochspannungsquelle zur Versorgung der Endstufe notwendig. Diese Eigenschaft ist insbesondere dann wichtig, wenn mehrere ERF-Wandler angesteuert werden müssen. Schaltende Verstärker erlauben dann eine dezentrale Generierung der Hochspannung für jeden einzelnen Wandler. Ein aufwendiges und gefährliches gemeinsames Hochspannungs-Versorgungsnetz hoher Leistung entfällt.

## 2.3 Schaltende Verstärker

Im Folgenden werden nur Topologien vorgestellt, die in der Lage sind, die erforderliche Hochspannung zu generieren.

### 2.3.1 Drosselaufwärtswandler

Zur Erzeugung von Hochspannung mit schaltenden Leistungsverstärkern existieren mehrere Möglichkeiten. Die einfachste ist ein Drosselaufwärtswandler siehe Bild 4.

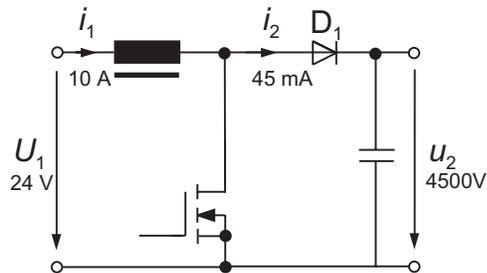


Bild 4: Drosselaufwärtswandler

Diese Schaltung arbeitet nach folgendem Prinzip. In der ersten Phase wird durch Schließen des Transistors Energie in die Drossel eingespeichert, die dann nach dem Öffnen des Schalttransistors über die Diode  $D_1$  an den Ausgang abgegeben wird. Hierbei kann theoretisch eine beliebige hohe Spannung  $u_2$  erzeugt werden, wobei die Schaltung jedoch nur für niedrige Ausgangsleistungen geeignet ist. Für den im Rahmen dieses Projektes zu realisierenden Verstärker (200 W Ausgangsleistung) sind die entsprechenden Spannungen und Strommittelwerte bei Maximallast und maximaler Ausgangsspannung skizziert, siehe Bild 4. Der wesentliche Nachteil dieser Schaltung liegt darin, dass der Schalttransistor sowohl den hohen Strom der Niederspannungsseite (10 A Dauer) führen muss, als auch in der Lage sein muss die hohe Spannung auf der Ausgangsseite zu sperren. Da zur Zeit nur Transistoren bis 1700 V existieren, müssten mehrere in Serie geschaltet werden, was auf Grund des hohen Stromes jedoch mit hohen Verlusten verbunden wäre.

### 2.3.2 Sperrwandler

Günstigere Verhältnisse ergeben sich, wenn wie in Bild 5 anstatt der Drossel ein Transformator beispielsweise mit einem Übersetzungsverhältnis von  $\ddot{u} = 1 : 100$  verwendet wird. Nun fließt durch den Schalttransistor nur noch ein hoher Strom und die Spannungsbelastung ist um den Faktor  $\ddot{u}$  reduziert.

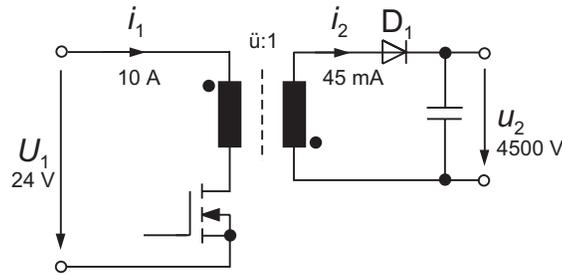


Bild 5: Sperrwandler

### 2.3.3 Durchflusswandler

Der Durchflusswandler, von dem viele abgewandelte Varianten existieren<sup>2</sup>, arbeitet nach einem gänzlich anderen Prinzip. Hier erfolgt die Energieübertragung zur Hochspannungsseite während der Einschaltphase des Transistors. Da der Transformator keine Energie zwischenspeichern muss, kann er prinzipiell kleiner ausfallen. Zusätzlich wird jedoch bei allen Durchflusswandlern, wie in Bild 6 erkennbar, eine Drossel zur Strombegrenzung auf der Sekundärseite benötigt. Auf Grund der hohen Ausgangsspannung muss diese Drossel eine sehr hohe Induktivität aufweisen, sie muss aus sehr vielen Windungen bestehen und wäre folglich sehr voluminös.

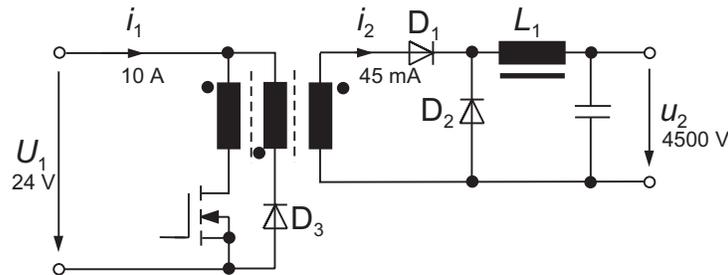


Bild 6: Eintakt-Durchflusswandler

Die Drossel erfüllt im Wesentlichen zwei Aufgaben:

1. Sie hält in der Sperrphase der Leistungstransistoren den Stromfluss zur Last (Kapazität und Widerstand des ERF-Wandlers) aufrecht (Glättung),
2. sie verlangsamt in der Einschaltphase der Transistoren den Anstieg des Laststromes.

Vor allem der zweite Punkt ist für einen sicheren Betrieb als Leistungsverstärker notwendig. Ohne diese Drossel würde in der Einschaltphase der Transistoren stets ein hoher Peakstrom in die Wandlerkapazität fließen. Dieser Peakstrom wird gemäß dem hohen

<sup>2</sup>Alle Arten von Flusswandlern unterscheiden sich nur in der primärseitigen Ansteuerung des Transformators. Die Beschaltung auf der Sekundärseite (Drosselabwärtswandler) ist immer gleich.

Trafoübersetzungsverhältnis auf die Primärseite transformiert und macht sich dort als starker Anstieg des Transistorstromes bemerkbar. Im ungünstigsten Fall kann dies zu einer Zerstörung des Leistungstransistors führen. Eine Drossel in der Größenordnung von 500 mH würde diesen unkontrollierten Stromanstieg verhindern. Im Betrieb jedoch würde sich die Spannung über der Drossel innerhalb von 100 ns (Schaltzeit der Transistoren) um  $\pm 9$  kV verändern. Auf Grund der hohen Induktivität der Drossel würden viele Windungen benötigt und aus Platzgründen müssten die Windungen mit lackisolierter Kupferlitze ausgeführt werden. Im Normalbetrieb fällt von Windung zu Windung nur etwa 4–5 V ab, wofür die Isolation ausreichend ist. Bei einer Spannungssteilheit von  $90 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$  fällt jedoch zunächst die gesamte Spannung über den ersten Windungen ab, deren Isolation nun nicht mehr ausreicht und durchbricht. Eine Drossel auf der Sekundärseite des Transformators zum Schutz der Leistungstransistoren ist folglich nicht möglich. Somit scheidet für die Wahl des Wandlertyps alle Durchflusswandler aus und es verbleibt der Sperrwandler, der in den folgenden Abschnitten näher untersucht wird.

### 2.3.4 Schaltender Zwei-Quadranten-Verstärker

Bei den in Abschnitt 2.3 vorgestellten schaltenden Verstärkern handelt, es sich zunächst nur um schaltende Ein-Quadranten-Hochspannungsverstärker, die aus einer Niederspannungs-Gleichspannungs-Versorgung die zum Betreiben von ERF-Wandlern erforderliche Hochspannung generieren. Für den dynamischen Betrieb von ERF-Wandlern sind jedoch, wie bereits in Abschnitt 2.1 erwähnt, Zwei-Quadranten-Verstärker notwendig, die einer zusätzlichen Stromsenke bedürfen, siehe Bild 7.

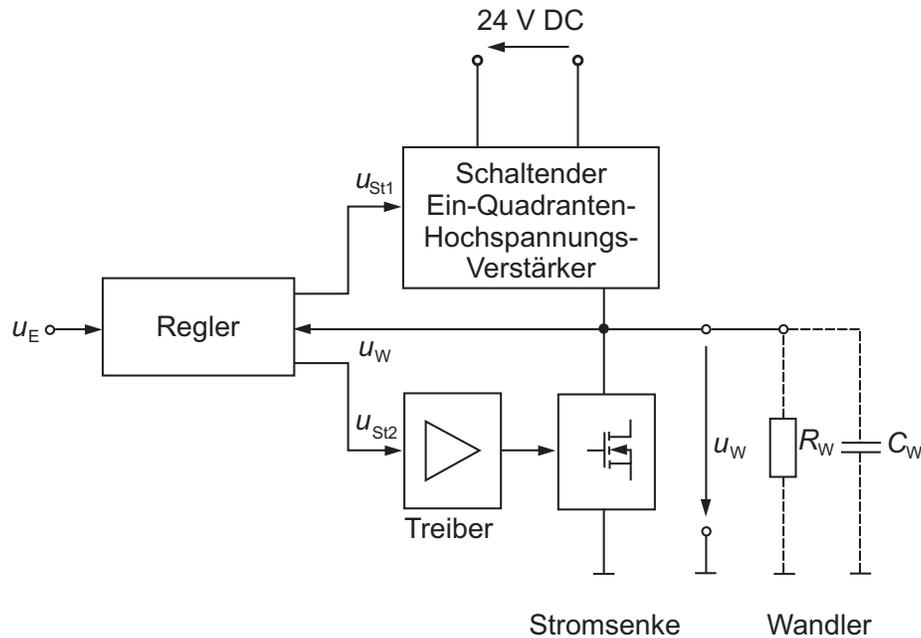


Bild 7: Schaltender Zwei-Quadranten-Verstärker

Hierbei entspricht die Stromsenke dem unteren Brückenweig  $B_2$  des Analogverstärkers in Bild 3 auf Seite 7 und wird auch ebenso realisiert. Eine komplizierte „schwimmende“

Ansteuerung der Leistungstransistoren wie beim oberen Brückenweig in Bild 3 entfällt hierbei, da die Entladung auf das feste Bezugspotential 0 V erfolgt. Mit einer solchen Anordnung wird, wie beim Analogverstärker, die in der Wandlerkapazität gespeicherte Feldenergie in Wärme umgesetzt.

Eine Rückgewinnung dieser Feldenergie wäre zwar ähnlich wie bei Verstärkern zur Ansteuerung von piezoelektrischen Wandlern theoretisch möglich [3, 6], stößt jedoch bei der praktischen Realisierung auf massive Probleme. Hierfür müsste die Hochspannung „hart“ auf eine Rückspeise-Drossel bzw. -Transformator geschaltet werden, wobei dieselben Isolationsprobleme aufträten, wie bei der Sekundärdrossel des Durchflusswandlers. Hinzu kommt, dass bei ERF-Wandlern auf Grund des hohen Leitwertes der ERF (insbesondere bei höheren Temperaturen) der Anteil der rückgewinnbaren Feldenergie so gering ist, dass sich der hohe Mehraufwand nicht lohnt.

### **Fazit**

Der Sperrwandler stellt die einfachste Realisierung eines primärgetakteten Schaltnetzteils dar und ist zugleich der einzige Transformatorwandler, der ohne Sekundärdrossel dauerhaft betriebssicher betreibbar ist. Daher ist ein Sperrwandler mit zusätzlicher Stromsenke die geeignete Wahl, für den im Rahmen dieses Forschungsprojektes zu entwickelnden Leistungsverstärker.

### 3 Strömungssensor

Eine für die Regelung des adaptiven Transportsystems interessante Größe ist die Strömungsgeschwindigkeit  $q_v$  der Hydraulikflüssigkeit (ERF).

Wie bereits in Abschnitt 2.1 erwähnt, ist die Leitfähigkeit  $\gamma_{\text{ERF}}(\vartheta, E, q_v)$  der ERF abhängig von Temperatur  $\vartheta$ , elektrischer Feldstärke  $E$  und Strömungsgeschwindigkeit  $q_v$ . Gelingt es, hieraus den Zusammenhang  $\gamma_{\text{ERF}}(q_v)$  zu isolieren, so kann aus Messungen der elektrischen Klemmgrößen (Spannung und Strom) bei bekannter Wandlergeometrie die momentane Strömungsgeschwindigkeit  $q_v$  errechnet werden, ohne dass hierfür ein besonderer Sensor benötigt wird Konzept des smarten Aktors.

Zur Untersuchung des Einflusses der Strömungsgeschwindigkeit auf die Leitfähigkeit der ER-Suspension wurde eigens ein Messplatz konzipiert und aufgebaut, siehe Bild 8.

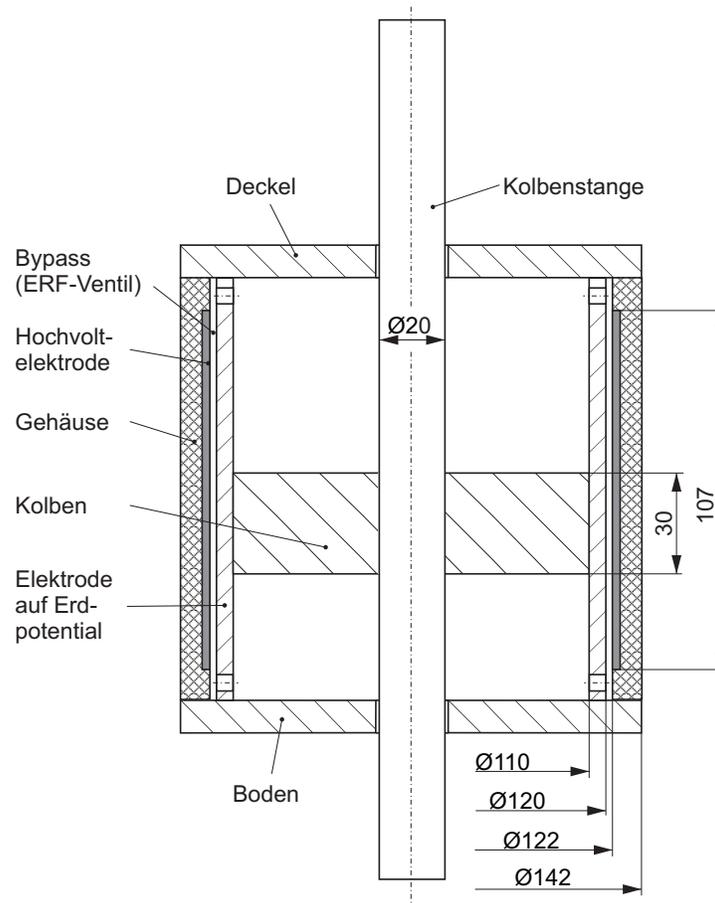


Bild 8: Messanordnung zur Untersuchung des Einflusses der Strömungsgeschwindigkeit der ERF auf ihre Leitfähigkeit

Er besteht aus einem geschlossenen Hohlzylinder mit einem Bypass, durch den bei Bewegung des Kolbens die ERF hindurchgepresst wird. Die als ERF-Ventil wirkende Elektrodenanordnung ist in den Bypass integriert. Somit lässt sich durch Anlegen einer elektrischen Spannung der Fließwiderstand der ERF verändern. Die Abmessungen des ERF-

Ventils sind derart gewählt, dass bei einer elektrischen Spannung von  $u = 5$  kV ein maximaler elektrischer Strom von  $i = 20$  mA durch die ERF fließt. Da während einer Auf- (Ab-)wärtsbewegung des Kolbens das komplette ERF-Volumen im Bypass ausgetauscht wird, kann der Effekt der Elektrophorese nicht auftreten. Mit Anordnung in Bild 8 können Volumenströme bis zu  $q_v = 25$  l/min erzielt werden und es kann ein maximales elektrisches Feld von  $E = 5$  kV/mm eingestellt werden. Die Bewegung des Kolbens erfolgt mit Hilfe eines Hydropulsers. Aus der Geschwindigkeit  $v_K$  des Kolbens lässt sich der Volumenstrom  $q_v$  errechnen

$$q_v = \pi (r_K^2 - r_{KSt}^2) v_K , \quad (10)$$

wobei  $r_K = 55$  mm der Radius der Kolbens und  $r_{KSt} = 10$  mm der Radius der Kolbenstange ist.

Die Messungen auf dem Hydropulser erfolgten mit verschiedenen zeitabhängigen Weganregungen konstanter Amplitude. Hierbei wurden mit Hilfe eines Transientenrekorders, dessen Abtastrate 100 Hz betrug, über einen Zeitraum von ca. 250 s folgende Größen gemessen:

- Am Hydropulser:
  - Erregerkraft,
  - Kolbenweg.
- Am ERF-Ventil:
  - Strom,
  - Spannung,
  - Fluidtemperatur.

Als Fluid wurde die ER-Suspension RHEOBAY VP AI 3566 von GE Bayer verwendet, die auf Grund ihres hohen Betriebstemperaturbereich für dieses Forschungsprojekt ausgewählt worden war.

Die Messungen am ERF-Ventil erfolgten bei konstanter Spannung (Feldstärke) mit einem sinusförmigen Weg-Zeit-Verlauf, dessen Frequenz von 0,25 Hz in Schritten von 0,25 Hz über einen Zeitraum von 200 s bis zur maximalen Frequenz 2,5 Hz erhöht wurde. Diese Versuche wurden für verschiedene Spannungen zwischen 0 kV und 4 kV durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Bild 9 auf Seite 17 für die Spannungen 100 V und 3000 V dargestellt. Der Fließwiderstand der ERF und somit die Kraft auf den Kolben steigt erwartungsgemäß mit wachsender elektrischer Spannung deutlich an. Der Verlauf des Stromes zeigt keine Abhängigkeit von der angelegten Spannung und von der sich einstellenden Strömungsgeschwindigkeit. Zwischen den beiden Messungen in Bild 9 wurden weitere Versuche durchgeführt. Als Folge davon ist eine merkliche Temperaturzunahme der ERF von etwa 28 °C auf 36 °C zu erkennen.

In weiteren Versuchen wurde ein dreieckförmiger Weg-Zeit-Verlauf mit konstantem Hub und fester Frequenz gewählt. Das ERF-Ventil wurde mit einer Rechteckspannung konstanter Amplitude und variabler Frequenz von 5 Hz bis 15 Hz angesteuert. Ebenso wie

in den oben beschriebenen Versuchen ist eine Abhängigkeit zwischen Erregerkraft und Spannung festzustellen. Der Strom zeigt, abgesehen von einem geringen Einfluss der Hochspannung, keine auswertbare Abhängigkeit von den mechanischen Größen, Bilder 10.a und 10.b) auf Seite 18.

### **Fazit**

Die Versuche zeigten, dass *keine* messbare Abhängigkeit des elektrischen Stromes von der Strömungsgeschwindigkeit der ERF festzustellen ist; eine Durchflussmessung mit einem integrierten Strömungssensor liefert daher keine brauchbaren Ergebnisse.

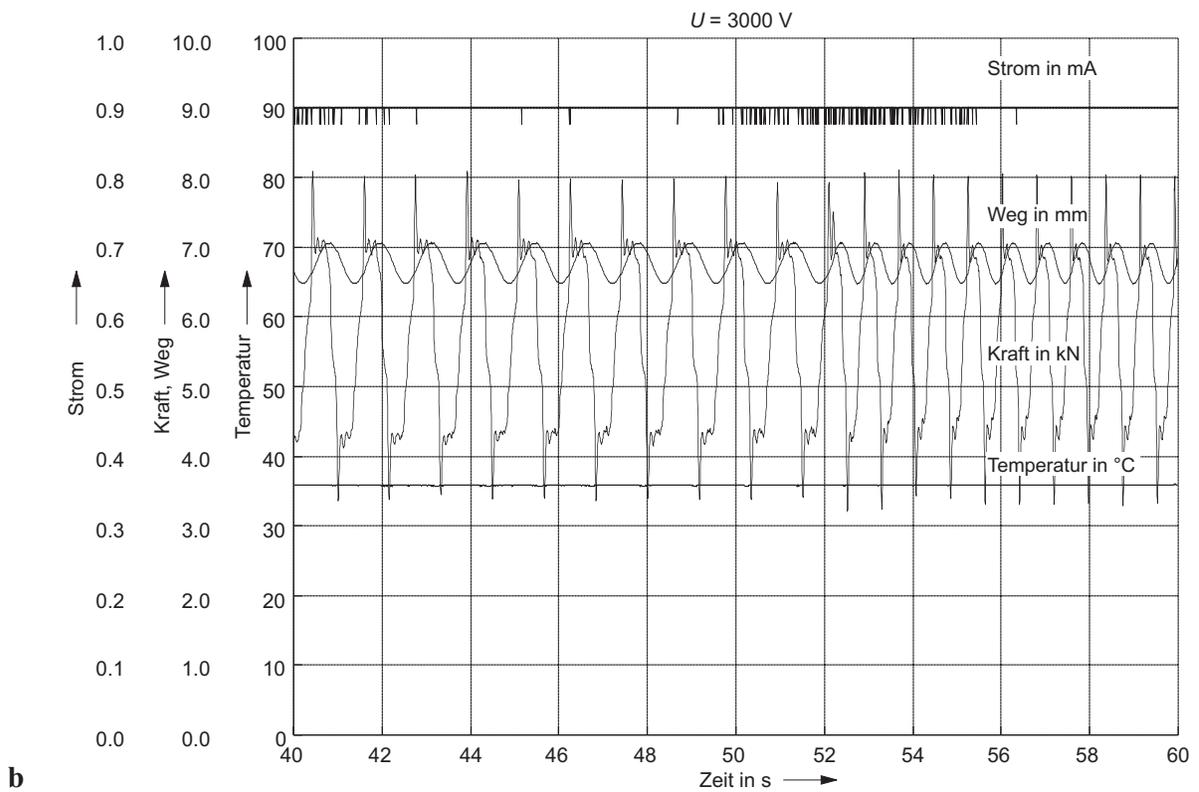
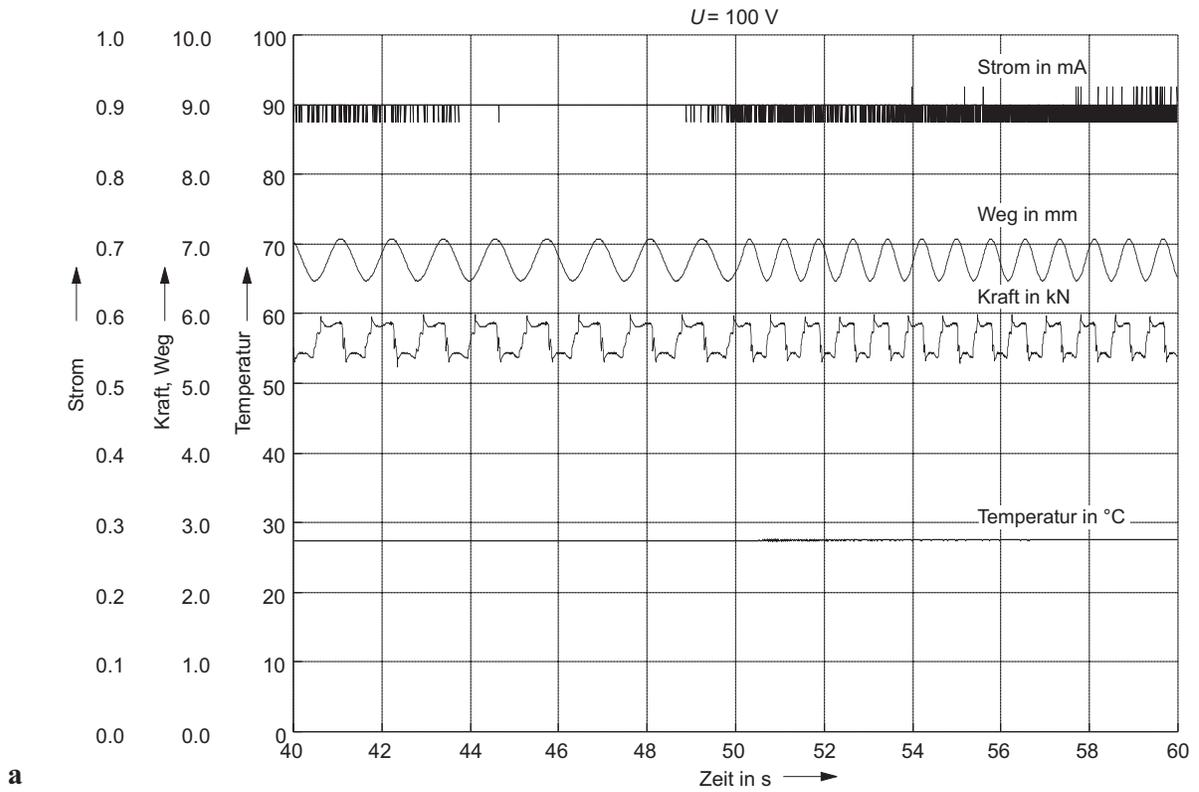


Bild 9: Verläufe von Kraft, Weg, Strom und Temperatur am Strömungssensor bei sinusförmigem Weg-Zeit-Verlauf  
 a Steuerspannung 100 V    b Steuerspannung 3000 V

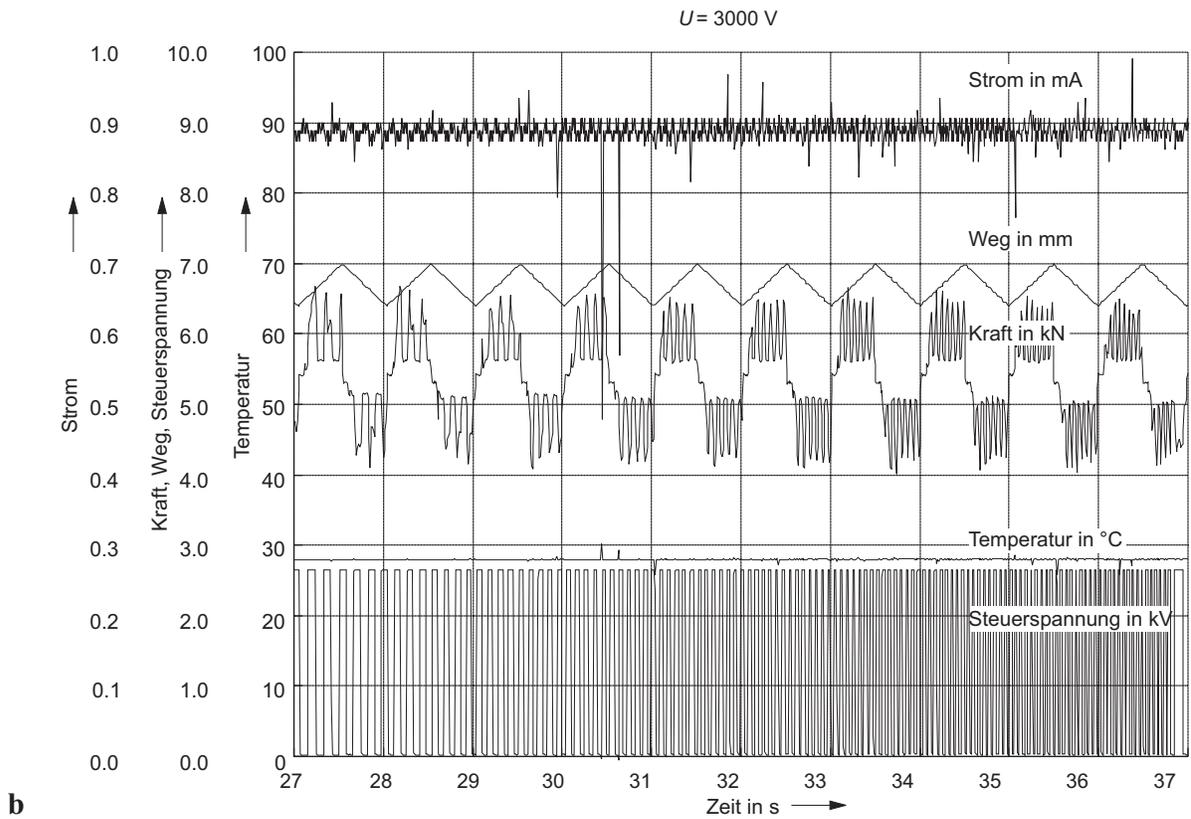
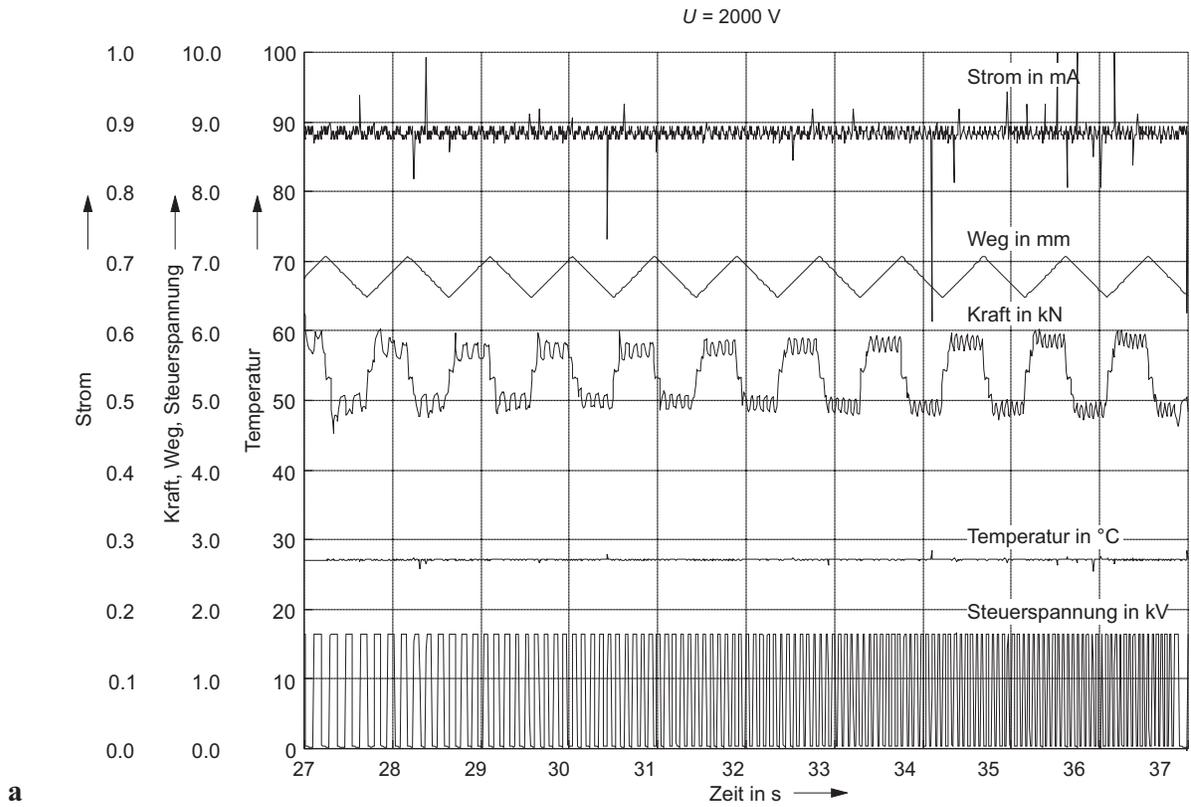


Bild 10: Verläufe von Kraft, Weg, Strom und Temperatur am Strömungssensor bei dreieckförmigem Weg-Zeit-Verlauf  
**a** Steuerspannung 100 V    **b** Steuerspannung 3000 V

## 4 Realisierter Leistungsverstärker für ERF-Ventile

Auf Grund der gewählten Ventilgeometrie, des erforderlichen Arbeitsdruckes und der daraus resultierenden Stellgeschwindigkeit der Ventile ergeben sich die Anforderungen an die zu entwickelnde Leistungselektronik.

### Schaltungskonzept

Schaltende Hochspannungsquelle für den Zwei-Quadranten-Betrieb (vgl. Abschnitt 2.2)

### Technische Daten

Eingangsspannung:	0 V ... + 4,5 V
Ausgangsspannung:	0 V ... + 4,5 kV
Spannungsverstärkung:	1000
Ausgangsdauerstrom:	$\pm 22$ mA
Ausgangsdauerleistung:	100 W
Ausgangsspitzenstrom:	45 mA (für eine Dauer von wenigen ms)
Ausgangsspitzenleistung:	200 W (für eine Dauer von wenigen ms)
Versorgungsspannung:	24 V DC
Anstiegszeit (Last $1\text{ M}\Omega \parallel 1\text{ nF}$ ):	$< 1$ ms
Eingangsimpedanz:	$> 10\text{ k}\Omega$

### Ausstattung

- Kurzschlussfest
- Lichtbogenfest
- Überstromabschaltung
- Übertemperaturabschaltung
- Monitorausgang für Spannung (1000 : 1)
- Monitorausgang für Strom (1 : 100)
- Externer Set/Reset-Eingang über Taster und TTL-Signal betätigbar

Diese Spezifikationen stehen vor dem Hintergrund, dass für das adaptronische Transportsystem pro Stellzylinder 4 Hochspannungsverstärker zur Ansteuerung der Ventile benötigt werden. Bei 3 Stellzylindern führt dies auf 12 Hochspannungsverstärker. Werden alle 12 Ventile gleichzeitig geschlossen, so muss hierfür von den 12 Verstärkern insgesamt eine elektrische Ausgangsleistung von 2,4 kW zur Verfügung gestellt werden. Auf Grund dieser hohen Leistung sollte der Wirkungsgrad der einzelnen Verstärker so hoch wie möglich sein. Ein weiterer wesentlicher Grund, weshalb ein möglichst hoher Wirkungsgrad anzustreben ist, ist der begrenzte Bauraum, der für die 12 Verstärker zur Verfügung steht. Da das Bauvolumen der Verstärker über den Wirkungsgrad bestimmt ist, vgl. Abschnitt 2.2.2 ergibt sich das gewählte Schaltungskonzept zu: *Schaltende Hochspannungsquelle für den Zwei-Quadranten-Betrieb*.

Die Voruntersuchungen aus Abschnitt 2.3 haben ergeben, dass der *Sperrwandler mit Stromsenke* die geeignete Wahl des Wandlertypes ist.

# 4.1 Sperrwandler

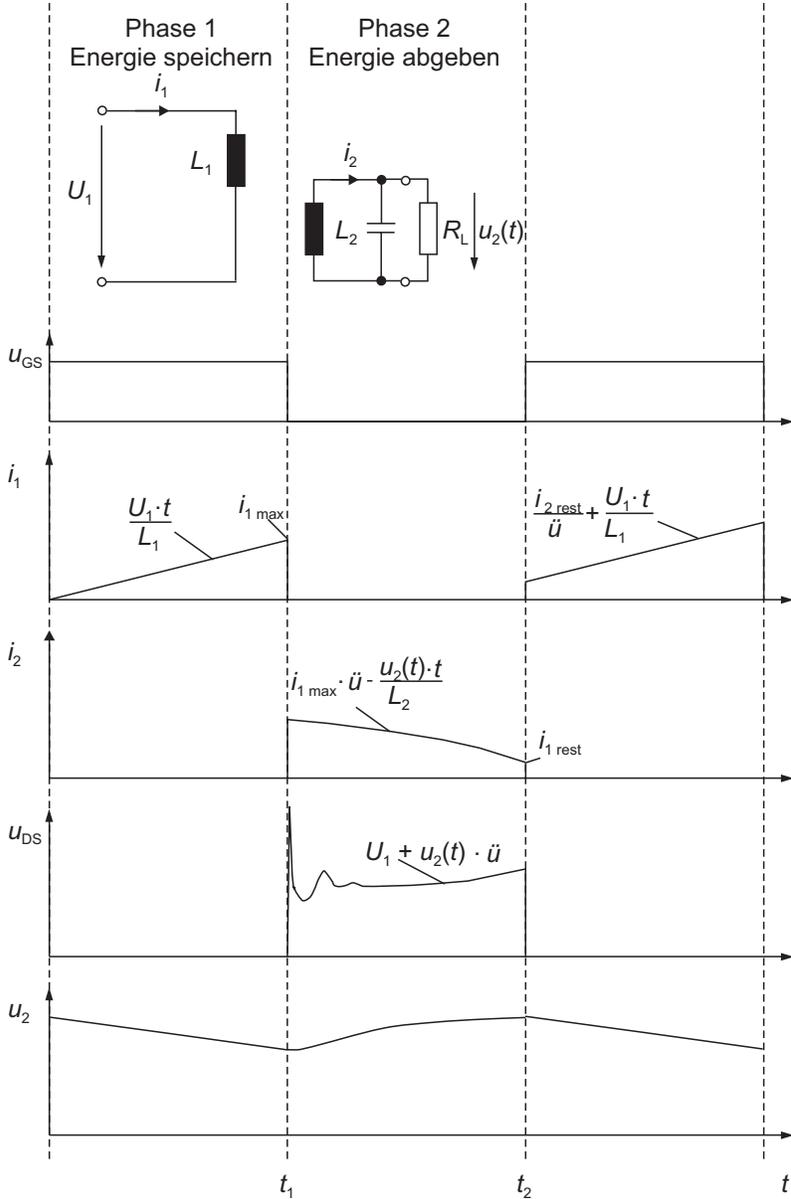
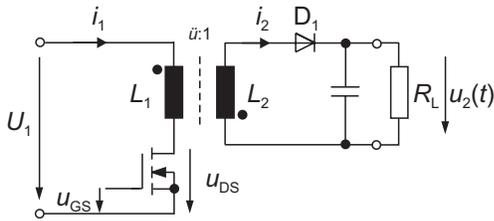


Bild 11: Funktionsweise des Sperrwandlers

Der Sperrwandler arbeitet in zwei Phasen, siehe Bild 11, Seite 20. In Phase 1, die durch Schließen des Schalttransistors eingeleitet wird, wird mit der konstanten Versorgungsspannung  $U_1$  Energie in die Primärwicklung des Transformators eingespeichert. In dieser Phase ist die Diode  $D_1$  gesperrt und somit die Sekundärseite abgekoppelt siehe Bild 11. Der Strom auf der Primärseite des Transformators steigt gemäß

$$i_1 = \frac{U_1 t}{L_1} \quad (11)$$

linear an bis zum Endwert  $i_{1,\max}$ . Zu diesem Zeitpunkt ist in der Drossel der Energiebeitrag

$$E_1 = \frac{1}{2} L_1 i_{1,\max}^2 \quad (12)$$

gespeichert, der einzig und allein für die Energieübertragung von der Primär- zur Sekundärseite maßgebend ist und nur vom Endwert des Stromes  $i_{1,\max}$  abhängt<sup>3</sup>.

Nach dem Öffnen des Transistors zum Zeitpunkt  $t_1$  kann der Strom nur noch auf der Sekundärseite — um den Faktor  $\ddot{u}$  reduziert — weiterfließen. Über die Diode  $D_1$ , die nun leitend ist, wird der Lastkondensator aufgeladen, wodurch die Ausgangsspannung ansteigt. Auf Grund der sich ändernden Ausgangsspannung ist die Entmagnetisierung des Transformators nicht rampenförmig und ändert sich gemäß

$$i_2 = i_{1\max} \cdot \ddot{u} - \frac{u_2(t) \cdot t}{L_2} \quad (13)$$

Während dieser Phase, der Sperrphase des Transistors, errechnet sich die Drain-Source-Spannung  $u_{DS}$  des Schalttransistors zu

$$u_{DS} = U_1 + u_2(t) \cdot \ddot{u} \quad , \quad (14)$$

d.h. seine Spannungsbelastung ist um so höher, je höher das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  des Transformators ist.

Beim erneuten Einschalten des Transistors zum Zeitpunkt  $t_2$  wird der zu diesem Zeitpunkt auf der Sekundärseite des Transformators vorhandene Reststrom  $i_{1\text{ rest}}$  um den Faktor  $1/\ddot{u}$  verstärkt auf die Primärseite übernommen. Die erneute Energieeinspeicherung erfolgt nun ausgehend von diesem Offsetwert mit der selben Rampensteilheit wie in Phase 1, wodurch ein höherer Maximalwert erreicht wird, siehe Bild 11 auf Seite 20. Im Kurzschlussfall — keine Ausgangsspannung vorhanden, folglich findet auch keine Entmagnetisierung des Transformators statt — schaukelt sich der Strom innerhalb weniger Schaltzyklen derart auf, dass die Leistungselektronik zerstört wird.

Eine wirksame Gegenmaßnahme ist, dass mit dem Einspeichern von Energie immer gewartet wird, bis sich der Transformator über die Sekundärseite entmagnetisiert hat. Eine solche Regelung, die die Transistoren nicht in einem festen Takt einschaltet, heißt *freischwingende* Regelung. Sie bietet folgende Vorteile

- Vermeidung der Sättigung des Transformators unter allen Umständen,

---

<sup>3</sup> $i_{1,\max}$  beträgt für den im Rahmen dieses Projektes entwickelten Verstärker etwa 45 A

- schnelles Aufladen der Lastkapazität mit maximalem Strom möglich (keine Sicherheit vor „Aufschaukeln“ notwendig),
- Regelung ohne zusätzliche Maßnahmen überlast- und kurzschlussstabil.

## 4.2 Realisierung der Leistungsstufe

Das wichtigste Kriterium für die Realisierung der Leistungsstufe ist der Gesamtwirkungsgrad der Schaltung, insbesondere die Reduzierung der Transistorverluste, die sich aus zwei Komponenten zusammensetzen:

- Leitverluste,
- Schaltverluste.

Die Leitverluste lassen sich bei gegebener Versorgungsspannung und Maximalleistung nur durch Wahl von Transistoren mit niedrigem Einschaltwiderstand  $R_{DS\ on}$ <sup>4</sup> senken. Die Reduzierung der Schaltverluste gelingt durch

- stromloses Einschalten der Leistungstransistoren,
- niederohmige, induktionsarme Gate-Ansteuerung<sup>5</sup>,
- Schutz der Leistungstransistoren vor Überspannungen beim Abschalten (Vermeidung des Avalanche-Durchbruchs<sup>6</sup>).

Insbesondere der letzte Punkt lässt die Schaltung in Bild 12 auf Seite 23 als geeignet erscheinen.

Mit Hilfe der beiden Dioden  $D_1$  und  $D_2$  wird beim Abschalten der Leistungstransistoren die Primärwindung des Transformators an die Versorgungsspannung geklemmt, wodurch  $U_{DS\ max}$  auf  $U_1 = 24\ V$  begrenzt wird. In dieser festen Begrenzung der Spannung  $U_{DS}$  — unabhängig von Streuinduktivitäten — liegt der wesentliche Vorteil dieser Schaltung. Nun lassen sich MOSFETs mit  $U_{DS\ max} = 50\ V$  verwenden, die einen sehr niedrigen Einschaltwiderstand  $R_{DS\ on}$  besitzen, wodurch auch die Leitverluste reduziert werden.

Nachteilig an dieser Schaltung ist, dass die Primärwindung nicht nur während des Abschaltvorgangs sondern während des gesamten Zeitraums, in dem der Transformator über die Sekundärwindung entmagnetisiert wird, an die Versorgungsspannung geklemmt ist. Folglich kann die gewünschte Hochspannung nur transformatorisch erzeugt werden, und es wird ein sehr großes Transformatorübersetzungsverhältnis ( $\ddot{u} = 1 : 225$ )<sup>7</sup> notwendig.

<sup>4</sup>Transistoren mit niedrigem  $R_{DS\ on}$  haben in der Regel keine hohe Spannungsfestigkeit.

<sup>5</sup>Mit speziellen MOSFET-Treibern und sorgfältigem Schaltungslayout ohne größere Probleme realisierbar.

<sup>6</sup>Moderne Leistungs-MOSFETs werden durch einen solchen Avalanche-Durchbruch — auch wenn er periodisch auftritt — nicht zerstört, doch die damit verbundene hohe Verlustleistung erfordert umfangreiche Kühlmaßnahmen.

<sup>7</sup>Auch bei einem Einbruch der Versorgungsspannung auf 20 V soll die Hochspannungsquelle noch in der Lage sein, die erforderlichen 4,5 kV zu generieren.

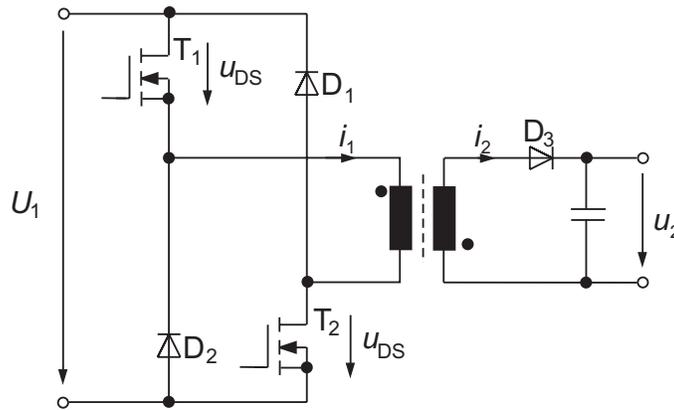


Bild 12: Sperrwandler mit fester Begrenzung der Rückschlagspannung [1]

Bei Messungen an vielen unterschiedlichen Probeaufbauten hat sich zunächst wie erwartet herausgestellt, dass der Wirkungsgrad der Schaltung sehr gut ist. So ließen sich bei 200 W Leistung mit einem Wirkungsgrad von über 95% aus einer Versorgungsspannung von 24 V eine Ausgangsspannung von 240 V generieren. Der Wirkungsgrad sinkt jedoch mit zunehmendem Übersetzungsverhältnis des Transformators drastisch und bei den geforderten 4,5 kV betrug er lediglich noch 40%. Auf die Gründe für die Abhängigkeit des Wirkungsgrads vom Übersetzungsverhältnis wird in Abschnitt 4.3 genauer eingegangen. Da sich auch mit speziell aufgebauten Transformatoren das erforderliche Übersetzungsverhältnis von  $\ddot{u} = 1 : 225$  bei einem akzeptablen Wirkungsgrad nicht erreichen ließ, musste von der Schaltung in Bild 12 auf Seite 23 wieder Abstand genommen werden und letztendlich wurde die Standardschaltung für Sperrwandler verwendet, Bild 5 auf Seite 11, die unabhängig vom Übersetzungsverhältnis auch höhere Ausgangsspannungen zulässt. Die Verluste durch den periodischen Avalanche-Durchbruch müssen in Kauf genommen werden. Sie sind jedoch bei weitem nicht so hoch wie die Verluste, die bei einem zu hohen Übersetzungsverhältnis auftreten würden.

### 4.3 Untersuchungen des Hochspannungstransformators

Umfangreiche Untersuchungen haben gezeigt, dass Transformatoren mit sehr großen Aufwärtsübersetzungsverhältnissen sich nicht mit den von Schaltnetzteilen geforderten hohen Schaltfrequenzen vereinbaren lassen. Mit anderen Worten: ein Hochfrequenztransformator, der eine große Leistung von einem hohen Versorgungsspannungsniveau auf ein niedriges Ausgangsspannungsniveau transformiert, kann nicht einfach in umgekehrter Richtung betrieben werden, um aus einer hohen Spannung eine niedrige zu erzeugen.

Bei einem Aufwärtstransformator mit einem ETD49-Kern und einer Schaltfrequenz von über 20 kHz liegt die Grenze des möglichen Übersetzungsverhältnisses bei einem einfachen Wickelaufbau weit unterhalb des geforderten Wertes von  $\ddot{u} = 1 : 225$ . Bei Überschreiten dieser Grenze steigen die Transistorverluste stark an und ein sicherer Betrieb ist nicht mehr möglich.

Mit einem speziellen Wickelaufbau des Transformators lassen sich etwas höhere Überset-

zungsverhältnisse erreichen, doch wird die durch den Wickelaufbau erzielte Verbesserung zum Teil wieder durch die notwendige Lagenisolation der Sekundärwicklung aufgehoben. Bei der Messung der Primärimpedanz eines Transformators mit hohem Übersetzungsverhältnis ergibt sich der Impedanzverlauf in Bild 13. Die Sekundärseite des Transformators bleibt bei der Messung unbeschaltet, was dem Betrieb innerhalb eines Sperrwandler-Schaltnetzteils entspricht.<sup>8</sup>

Im Bild 13 ist deutlich ein Resonanzmaximum der Primärimpedanz des Transformators bei 50 kHz zu erkennen. Bei einer höheren Frequenz ergibt sich ein Minimum der Primärimpedanz.<sup>9</sup> Dieser Impedanzverlauf wird verständlich bei Berücksichtigung von parasitären Elementen des Transformators.

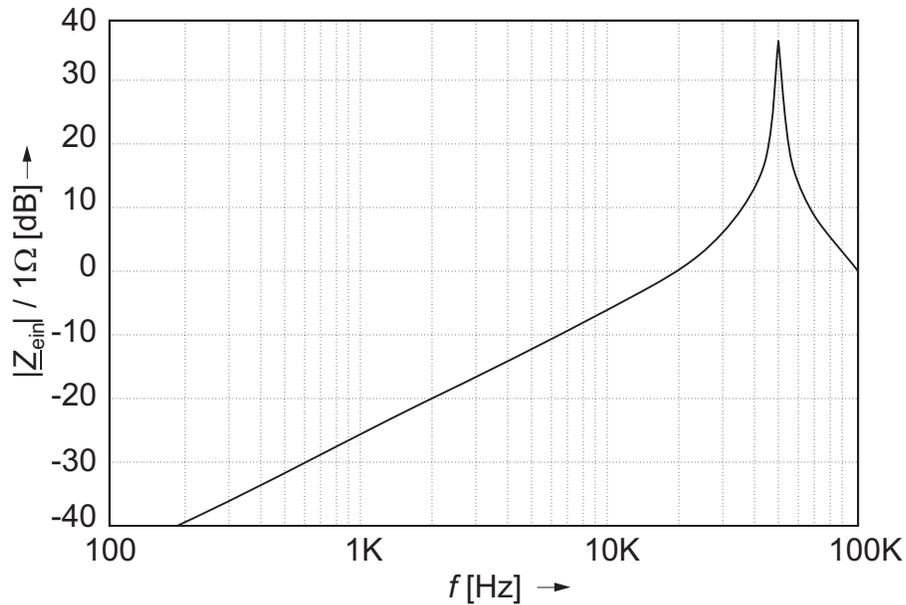


Bild 13: Messung der Eingangsimpedanz eines Transformators mit hohem Übersetzungsverhältnis

<sup>8</sup>Bei einem Sperrwandler-Schaltnetzteil sind die Phasen der Energieeinspeicherung und der Energieabgabe an die Last voneinander getrennt. Während der Einspeicherphase ist die Sekundärseite des Transformators über eine Diode vom Lastkreis abgekoppelt.

<sup>9</sup>Impedanzmessungen oberhalb von 100 kHz sind mit dem am Lehrstuhl vorhandenen Dynamic-Signal-Analyzer nicht möglich.

## Modellierung des realen Übertragers

Grundgleichungen eines Übertragers unter Berücksichtigung der Streuinduktivität:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (15)$$

$$\sigma = 1 - k^2 = 1 - \frac{M^2}{L_p L_s} \quad (16)$$

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \sqrt{1 - \sigma^2} \quad (17)$$

$$L_s = L_p \sigma \quad (18)$$

$$L_p^* = L_p(1 - \sigma) \quad (19)$$

- $L_p$  : Primärinduktivität
- $L_s$  : Sekundärinduktivität
- $M$  : Koppelinduktivität
- $L_s$  : Streuinduktivität
- $L_p^*$  : Primärinduktivität, um Streuinduktivität reduziert
- $\sigma$  : Streufaktor
- $k$  : Koppelfaktor
- $\ddot{u}$  : Übersetzungsverhältnis

Das sich aus den Grundgleichungen ergebende Ersatzschaltbild ist bei einem realen Transformator noch um die parasitären Wickelkapazitäten  $C_p$  und  $C_s$  von Primär- und Sekundärwicklung zu erweitern, Bild 14.

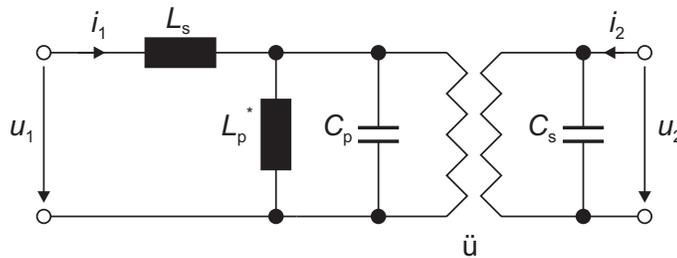


Bild 14: Ersatzschaltbild eines Transformators mit parasitären Wickelkapazitäten

Transformiert man die Wickelkapazität der Sekundärwicklung auf die Primärseite, so ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Bild 15 auf Seite 26.

Die transformierte Wickelkapazität  $C_p^*$  ergibt sich zu

$$C_p^* = C_p + \frac{C_s}{\ddot{u}^2} . \quad (20)$$

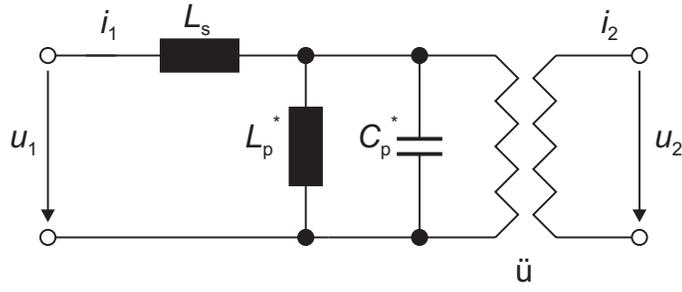


Bild 15: Sekundäre Wickelkapazität auf die Primärseite transformiert

Ist  $\ddot{u} \ll 1$ , was einem Transformator mit einem großen Aufwärtsübersetzungsverhältnis entspricht, so wird  $C_p^*$  im Wesentlichen durch die Wickelkapazität der Sekundärwicklung  $C_s$  bestimmt.

$$C_p^* \approx \frac{C_s}{\ddot{u}^2} \quad (21)$$

Auf Grund des Faktors  $1/\ddot{u}^2$  kann  $C_p^*$  bei einer Wickelkapazität von einigen pF, welche bei 1000 bis 2000 Windungen der Sekundärseite schnell erreicht sind, bereits Werte von einigen  $\mu\text{F}$  annehmen, so dass  $C_p^*$  bei den folgenden Betrachtungen nicht mehr vernachlässigt werden kann.

Aus dem Ersatzschaltbild (Bild 15) ergibt sich für die Leerlaufeingangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{ein}}$  des Transformators

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{\text{ein}}(\omega) &= j\omega L_s + \frac{j\omega L_p^* \cdot \frac{1}{j\omega C_p^*}}{j\omega L_p^* + \frac{1}{j\omega C_p^*}} \\ &= j\omega L_s \frac{1 - \omega^2 L_p^* C_p \frac{L_p^*}{L_s}}{1 - \omega^2 L_p^* C_p^*} \end{aligned} \quad (22)$$

Für die Leerlaufeingangsimpedanz ergeben sich nach Gleichung 22 zwei Resonanzfrequenzen.

Eine Parallelresonanz für  $\underline{Z}_{\text{ein}} \rightarrow \infty$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p^* C_p^*}} \quad , \quad (23)$$

bei welcher die um die Streuinduktivität reduzierte Primärinduktivität  $L_p^*$  mit der auf die Primärseite transformierten Wickelkapazität  $C_p^*$  einen Parallelresonanzkreis bildet. Oberhalb dieser Resonanzfrequenz wird der Frequenzgang des Transformators im Wesentlichen durch die Kapazität  $C_p^*$  bestimmt. Bei der Frequenz  $f_s$  ist eine weitere Resonanz mit  $\underline{Z}_{\text{ein}} = 0$

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_s}{L_s + L_p^*} L_p^* C_p^*}} \quad . \quad (24)$$

Falls  $L_s \ll L_p^*$ , was bei einem guten Sperrwandlertransformator der Fall sein sollte, folgt aus Gl. 24

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_p^*}} \quad . \quad (25)$$

Somit wird die Serienresonanz, bei der der Transformator niederohmig ist und somit für den Leistungskreis nahezu einen Kurzschluss darstellt, im wesentlichen durch die Streuinduktivität  $L_s$  und die Kapazität  $C_p^* = C_2/\ddot{u}^2$  bestimmt.

Je niedriger die Serienresonanzfrequenz eines Transformators ist, desto ungeeigneter ist er für die Verwendung innerhalb eines hochgetakteten Schaltnetzteils. Als Richtwert kann angegeben werden:

$$f_t < 10 f_s \quad (26)$$

$f_t$ : Taktfrequenz des Schaltnetzteils

Bei zu hoher Schaltfrequenz regen die Oberwellen der geschalteten Spannungsversorgung die niederohmige Serienresonanz des Transformators stark an. Dies führt zu einem starken Anstieg des Transistorstromes und somit zu hohen Leistungsverlusten (siehe Bild 17).

Alle Größen im Transformatorersatzschaltbild (Bild 15) können messtechnisch erfasst werden, wobei wie folgt vorzugehen ist.

- Bestimmung von  $L_p$  durch Messung der Transformatorprimärinduktivität bei *leerlaufender* Sekundärseite mit Hilfe einer LCR-Messbrücke (Messfrequenz 1 kHz)
- Bestimmung von  $L_s$  durch Messung der Transformatorprimärinduktivität bei *kurzgeschlossener* Sekundärseite mit Hilfe einer LCR-Messbrücke (Messfrequenz 1 kHz)
- Ermittlung von  $C_p^*$  aus der Parallelresonanz (siehe Bild 13) mit Hilfe von Gl. 23 .

Insbesondere die letzte Messung erfordert ein teures Messequipment. Idealerweise verwendet man für diese Messung einen breitbandigen Impedanzanalysator (0..10 MHz), der nicht unbedingt zur Standardausrüstung einer jeden Laboreinrichtung zählt<sup>10</sup>.

Da mit einem Impedanzanalysator nur Kleinsignalmessungen mit niedrigen Spannungs- und Strompegeln durchgeführt werden können, sind die Ergebnisse nicht vorbehaltlos auf den Großsignalbetrieb übertragbar. So ist mit Hilfe einer solchen Messung keine Aussage darüber möglich, ob beispielweise der Transformator (Luftspalt, Kerngröße) richtig dimensioniert ist, um beim maximal notwendigen Primärstrom nicht in die Sättigung zu gelangen.

Aus diesem Grund ist der Impedanzerfassung mit einem Impedanzanalysator eine andere Messung vorzuziehen, bei der für die Bestimmung der Transformatorgrößen die gleichen Spannungs- und Strompegel wie in der späteren Anwendung verwendet werden. Für diesen Zweck wurde die Schaltung in Bild 16 auf Seite 28 entwickelt.

---

<sup>10</sup>Die entsprechenden Messungen wurden mit Hilfe eines Dynamic-Signal-Analyzers (0...100 kHz) durchgeführt.

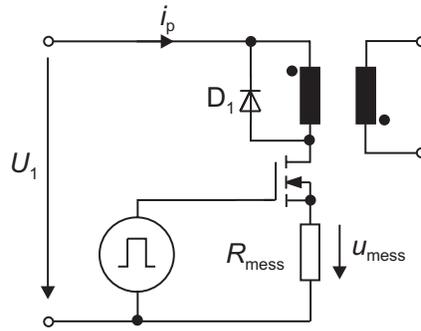


Bild 16: Schaltung zur Messung des Stromanstiegs bei einem Sperrwandlertransformator

Mit Hilfe eines Pulsgenerators, dessen Pulsbreite exakt einstellbar ist, wird die Versorgungsspannung  $U_1 = 24 \text{ V}$  (der selbe Wert wie in der späteren Anwendung) auf die Primärseite des Transformators geschaltet. Die Sekundärseite des Transformators bleibt während der ganzen Messung unbeschaltet (entspricht der Energieeinspeicherphase eines Sperrwandler-Schaltnetzteils). Der ansteigende Primärstrom des Transformators kann als Spannungsabfall über dem Messwiderstand  $R_{\text{mess}}$  erfasst und dargestellt werden (siehe Bild 17). Die Wiederholfrequenz der Pulse sollte so niedrig wie möglich gewählt werden. Auf jeden Fall muss jedoch sichergestellt sein, dass sich der Kern vor dem nächsten Einschalten des Transistors über die Freilaufdiode  $D_1$  entmagnetisiert hat.

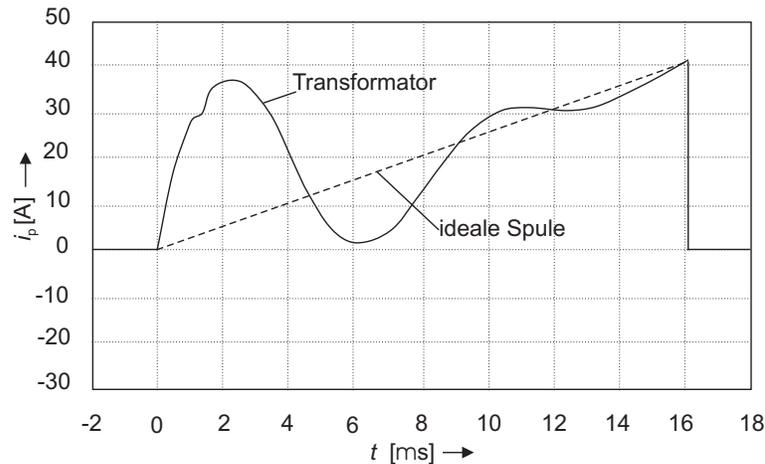


Bild 17: Gemessener Anstieg des Primärstromes

Bei einem idealen Transformator (vernachlässigbare Wickelkapazität) steigt der Strom  $i_p(t)$  gemäß

$$i_p = \frac{U_1 t}{L_p} \quad (27)$$

linear an (gestrichelter Verlauf in Bild 17). Tatsächlich ergibt sich jedoch ein anderer Verlauf des Primärstromes, bei dem der erwarteten Rampe eine Sinusschwingung hoher

Amplitude überlagert ist. Diese Schwingung entspricht der Serienresonanz von  $L_s$  und  $C_p^*$ . Aus Bild 17 kann die Frequenz der Schwingung zu  $f_s = 1/8 \mu s = 125 \text{ kHz}$  abgelesen werden. Mit Hilfe von Gl. 23 lässt sich nun  $C_p^*$  ebenfalls bestimmen, ohne dass hierfür ein breitbandiger Impedanzanalysator benötigt wird.

Mit Hilfe des Stromverlaufs aus Bild 17 werden auch die bereits in Kapitel 4.2 erwähnten Transistorverluste verständlich. Für die Energieübertragung zur Sekundärseite ist nur der *Endwert* des Primärstromes  $i_{p,\max}$  wesentlich, gemäß

$$E_s = \frac{1}{2} L_p^* i_{p,\max}^2 \quad . \quad (28)$$

Im vorliegenden Fall ist die im Kern maximal speicherbare Energie  $E_{s,\max} \approx 6,16 \text{ mJ}$ , so dass sich, wenn 240 W (incl. 20% Verluste) übertragen werden, eine Schaltfrequenz von ungefähr 40 kHz ergibt. Der in Bild 16 gezeigte Stromverlauf wiederholt sich somit etwa alle 25  $\mu s$ . Für die Transistorverluste ist jedoch der *Effektivwert* des Transistorstromes  $I_{p,\text{eff}}$ <sup>11</sup> maßgebend, der im Falle der überlagerten Sinusschwingung wesentlich höher ist als im Falle der reinen Dreiecksverlaufs.

Aus diesen grundsätzlichen Untersuchungen ergeben sich drei wesentliche Forderungen für den zu verwendenden Hochspannungstransformator:

- Reduzierung der Streuinduktivität  $L_s$ ,
- Reduzierung der sekundärseitigen Wickelkapazität  $C_2$ ,
- Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}$ .

Die Reduzierung der Streuinduktivität und der sekundärseitigen Wickelkapazität läuft auf einen speziellen Aufbau des Transformators hinaus, wobei sowohl die Anordnung der Wicklungen zueinander als auch ihr individueller Aufbau eine wesentliche Rolle spielen. Erschwerend kommen die erforderlichen Isolationsmaßnahmen hinzu, die teilweise dem streu- und kapazitätsarmen Aufbau widersprechen, für den dauerhaft sicheren Betrieb jedoch unerlässlich sind. So entstehen durch transiente Vorgänge — beispielsweise bei verzögertem Einschalten der Hochspannungsdioden  $D_1$  auf der Sekundärseite des Transformators (Bild 5 auf Seite 11) — innerhalb des Transformators Spannungen, die wesentlich höher sind als die geforderten 4,5 kV und bei der Bemessung der Isolation mitberücksichtigt werden müssen.

Trotz aller Bemühungen um einen streu- und kapazitätsarmen Aufbau ist ohne die dritte Maßnahme kein zufriedenstellendes Ergebnis erreichbar. Auch eine kleine Wickelkapazität der Sekundärwicklung ( $\approx 10 \text{ pF}$ ) nimmt, wird sie mit dem Faktor  $1/\ddot{u}^2$  ( $\ddot{u} = 1 : 225$ ) bewertet, auf die Primärseite transformiert bereits einen Wert von 500 nF an, was bei einer Verwendung innerhalb eines Schaltnetzteils nicht mehr tolerabel ist.

Die Erhöhung des Übersetzungsverhältnisses erfordert, soll aus derselben Versorgung dieselbe Ausgangsspannung generiert werden, einen anderen Leistungsschaltkreis als den ursprünglich geplanten (Bild 12 auf S. 23). Die Standardschaltung für Sperrwandler (Bild 5 auf Seite 11) lässt unabhängig vom Übersetzungsverhältnis des Transformators auch

---

<sup>11</sup> $P_v = R_{DS, \text{on}} \cdot I_{p, \text{eff}}^2$

höhere Ausgangsspannungen zu. Nachteilig an dieser Art der Hochspannungserzeugung ist, dass mit steigendem  $\ddot{u}$  auch die Spannungsbelastung des Schalttransistors während seiner Sperrphase (Entmagnetisierungsphase der Sekundärseite) steigt.

Es muss folglich ein Kompromiss gefunden werden, wobei sowohl die hohe Strombelastung des Transistors während der Leitphase (kleines  $\ddot{u}$ ) als auch die hohe Spannungsbelastung während der Sperrphase (großes  $\ddot{u}$ ) zu beachten ist.

Bild 18 zeigt den Verlauf der Eingangsimpedanz  $|Z_{\text{ein}}(f)|$  und Bild 19 den Strom-Zeit-Verlauf des optimierten Transformators, der innerhalb der Leistungsverstärker zur Ansteuerung der ERF-Ventile eingesetzt wird.

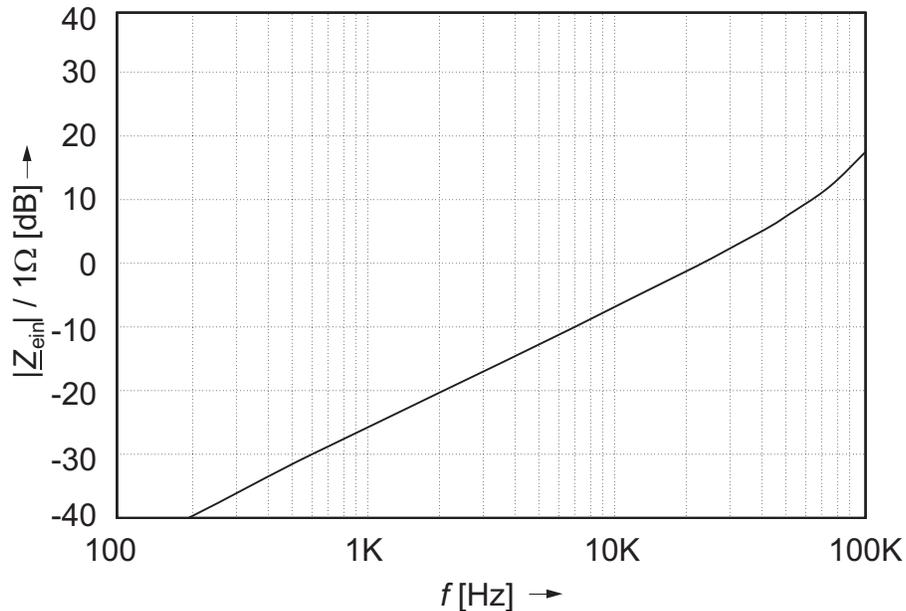


Bild 18: Verlauf der Eingangsimpedanz des optimierten Transformators

In Bild 18 ist keine Resonanzüberhöhung innerhalb des Messbereichs (0...100 kHz) erkennbar, lediglich der nichtlineare Anstieg der Leerlaufeingangsimpedanz ab etwa 70 kHz deutet das Vorhandensein einer Parallelresonanz an, deren Maximum jedoch oberhalb von 100 kHz liegt.

Bild 19 auf Seite 31 zeigt den gemessenen Strom-Zeit-Verlauf. Die Kurve wurde unter denselben Randbedingungen aufgenommen wie die in Bild 17 auf Seite 28. Die der Rampe überlagerte Sinusschwingung ist auch hier deutlich erkennbar. Sie ist jedoch wesentlich hochfrequenter, klingt schneller ab und ihre Maximalamplitude ist geringer als in Bild 17.

Anhand der Messkurve aus Bild 19 können mit Hilfe der auf den Seiten 27 und 29 beschriebenen Vorgehensweise die Elemente des Transformatorersatzschaltbildes (Bild 14 auf Seite 25) bestimmt werden. Eingesetzt in eine PSPICE-Simulation lässt sich zeigen, dass das vorgestellte Ersatzschaltbild die Realität sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich hinreichend genau beschreibt.

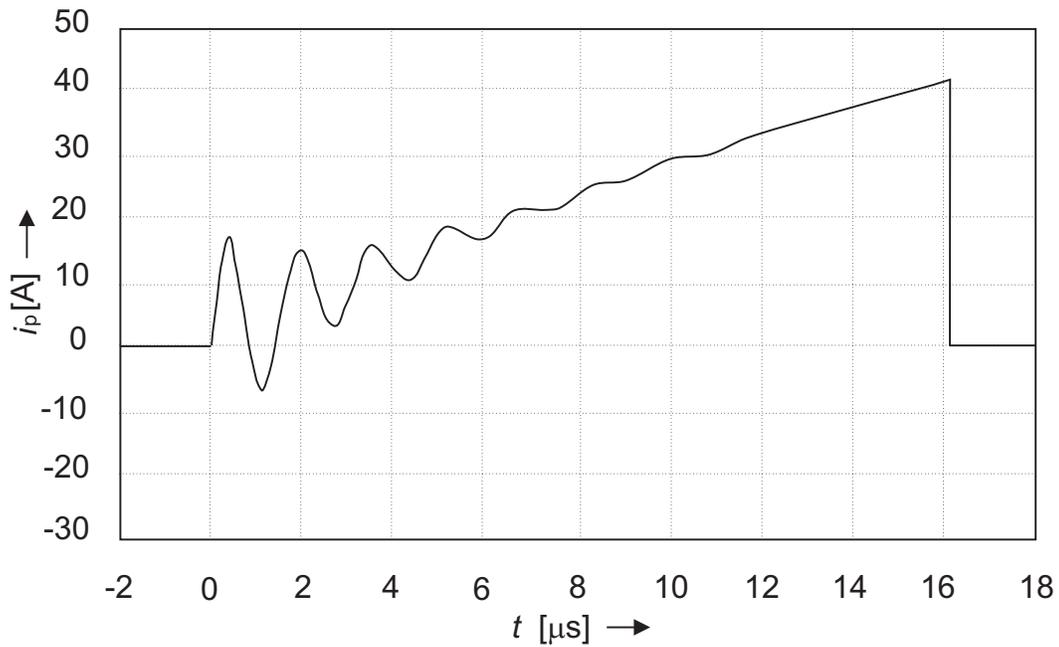


Bild 19: Gemessener Anstieg des Primärstromes beim optimierten Transformator

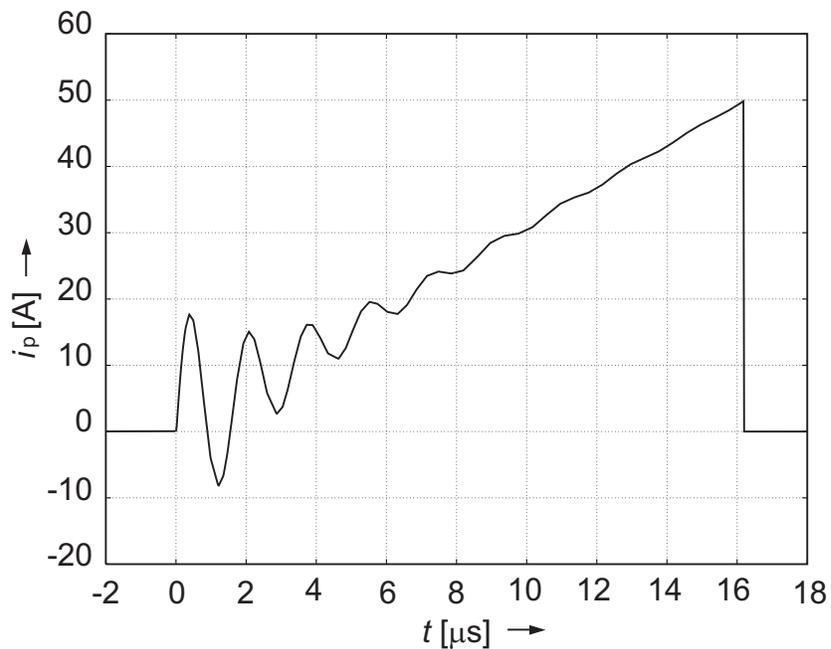


Bild 20: Simulierter Anstieg des Primärstromes beim optimierten Transformator

Für die Simulation in den Bildern 20, 21 und 22 wurde nur eine einzige Erweiterung am Modell aus Bild 14 auf Seite 25 vorgenommen, und zwar wurde die Wickelkapazität nicht direkt mit der Sekundärseite des Transformators verbunden, sondern über einen empirisch ermittelten ohmschen Widerstand, der für eine Dämpfung der Schwingung

sorgt.

Bild 21 zeigt den simulierten Verlauf von  $|Z_{\text{ein}}(f)|$ . Auch hier ist die gute Übereinstimmung von Messung (Bild 18 auf Seite 30) und Simulation ersichtlich.

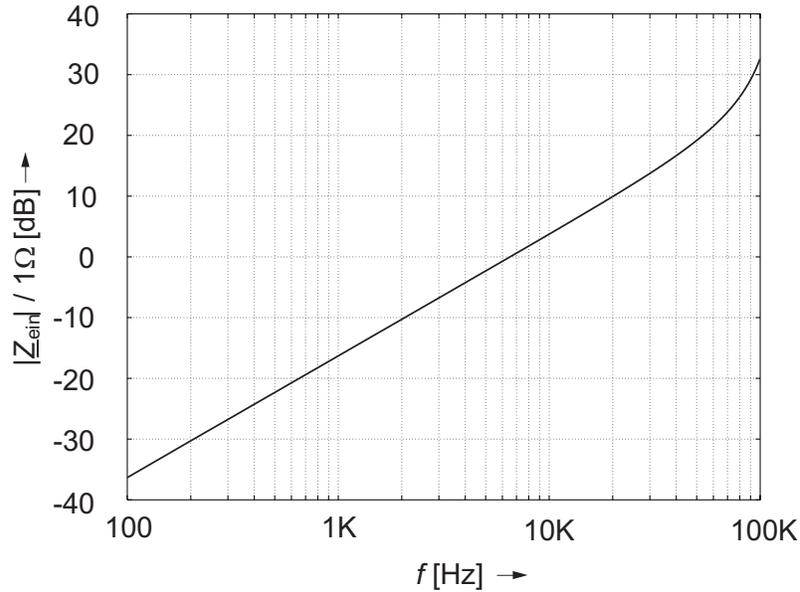


Bild 21: Simulierter Verlauf der Eingangsimpedanz

Für die Simulation in Bild 22 lagen dieselben Werte zu Grunde wie in Bild 21, nur wurde diesmal bis zu höheren Frequenzen simuliert. Nun sind deutlich sowohl die Parallelresonanz bei 120 kHz als auch die Serienresonanz bei 610 kHz erkennbar.

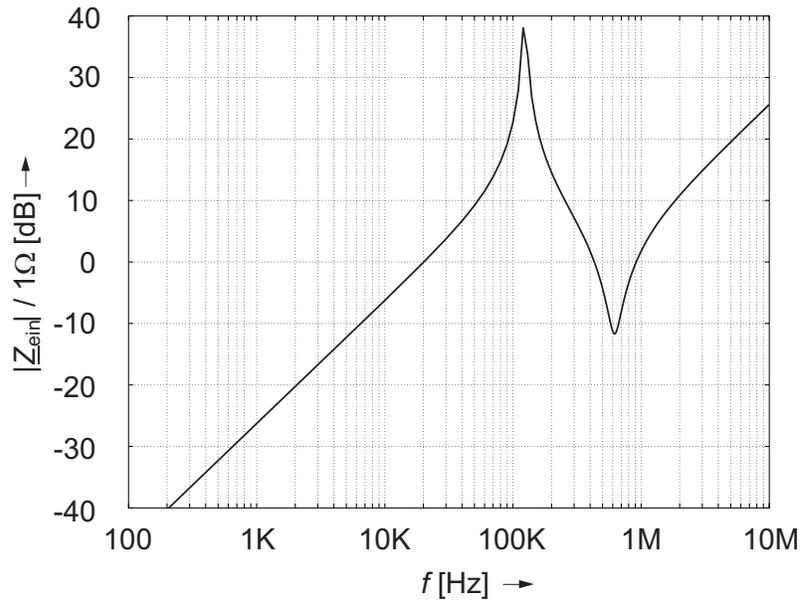


Bild 22: Simulierter Verlauf der Eingangsimpedanz

## 4.4 Hochspannungsentladestufe (Stromsenke)

In Abschnitt 2.3 wurde bereits darauf hingewiesen, dass zur Ansteuerung der ERF-Ventile ein schaltender Zwei-Quadranten-Verstärker benötigt wird. Bild 7 auf Seite 12 zeigt einen solchen Verstärker, von dem bislang lediglich eine Komponente — der Ein-Quadranten-Hochspannungsverstärker (Sperrwandler) — untersucht wurde. Ohne die zweite Komponente, die Hochspannungsentladestufe (Stromsenke), erzeugt dieser das in Bild 23 gezeigte Ausgangssignal. Wie bereits in Abschnitt 2.2 beschrieben sinkt die Ausgangsspannung exponentiell.

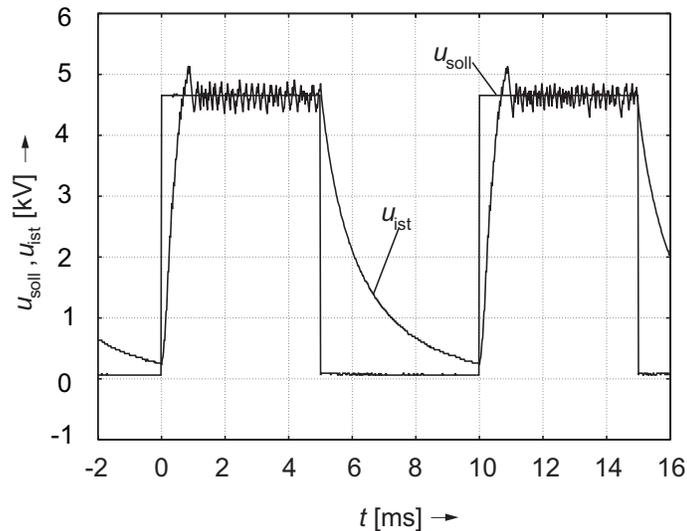


Bild 23: Gemessenes Ausgangssignal des Hochspannungsgenerators allein

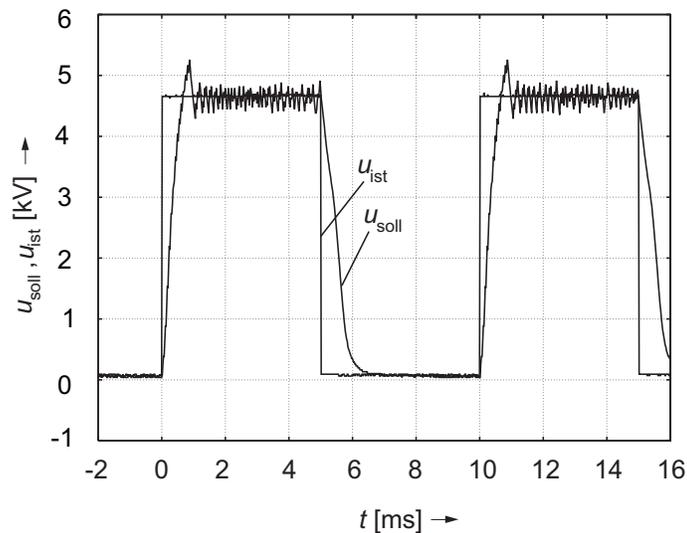


Bild 24: Gemessenes Ausgangssignal bei einem Leistungsteil mit Entladestufe

Wie in Bild 24 ersichtlich verbessert die Entladestufe den Signalverlauf im abfallenden Teil der Kurve wesentlich.

Hierbei kann die Entladestufe als Transistor aufgefasst werden, der die Aufgabe hat, die Wandlerkapazität im Falle des Feldabbaus gegen Masse zu entladen, siehe Bild 7 auf Seite 12. Die im Wandler gespeicherte Restenergie wird hierbei in Wärme umgesetzt. Aufgrund der dabei entstehenden Verlustwärme muss gekühlt werden. Die Entladestufe darf, soll sie nicht gegen den Generator arbeiten, nur dann aktiviert werden, wenn der Generator deaktiviert ist. Die Ansteuerung von Generator- und Entladestufe übernimmt die Regelung.

Problematisch an der Entladestufe ist, dass es keine Transistoren kleiner Bauform (TO220- oder TO218-Gehäuse) gibt, die in der Lage sind, 4,5 kV zu sperren. In diesem Spannungsbereich existieren auf dem Markt nur Module, die für mehrere 100 A Dauerstrom ausgelegt sind, mit den entsprechenden Abmessungen. Aus diesem Grund wurden für die Entladestufe vier IGBTs mit einer Sperrspannung von je 1700 V in Serie geschaltet. Sollen 4,5 kV gesperrt werden, so fallen über der Kollektor-Emitter-Strecke jedes einzelnen Transistors etwa 1,125 kV ab.

Ein zusätzliches Problem bei der Entladestufe bereitet die erforderliche Kühlung der einzelnen IGBTs. Der Kühlanschluss eines IGBTs ist identisch mit seinem Kollektoranschluss (gleichzeitig der Hochspannungsanschluss). Bei isolierter Montage (Montage mit einer 1 mm-Alu-Oxyd-Scheibe) ist die maximal zwischen Kühlkörper und Transistor erreichbare Isolation 1 kV. Somit könnte allenfalls noch der untere Kühlkörper geerdet und isoliert mit dem IGBT verbunden werden. Bei den Kühlkörpern der weiteren Transistoren ist eine isolierte Montage nicht mehr möglich. Da zudem durch die Isolation die Kühleigenschaften eines Kühlkörpers verschlechtert werden, wurde bei allen Kühlkörpern auf eine isolierte Montage verzichtet. Hieraus ergibt sich folgende wichtige Konsequenz:

**Das Berühren der Kühlkörper für die Entladestufe während des Betriebes kann tödlich sein!!!**

## 4.5 Aufbau der Ansteuerelektronik

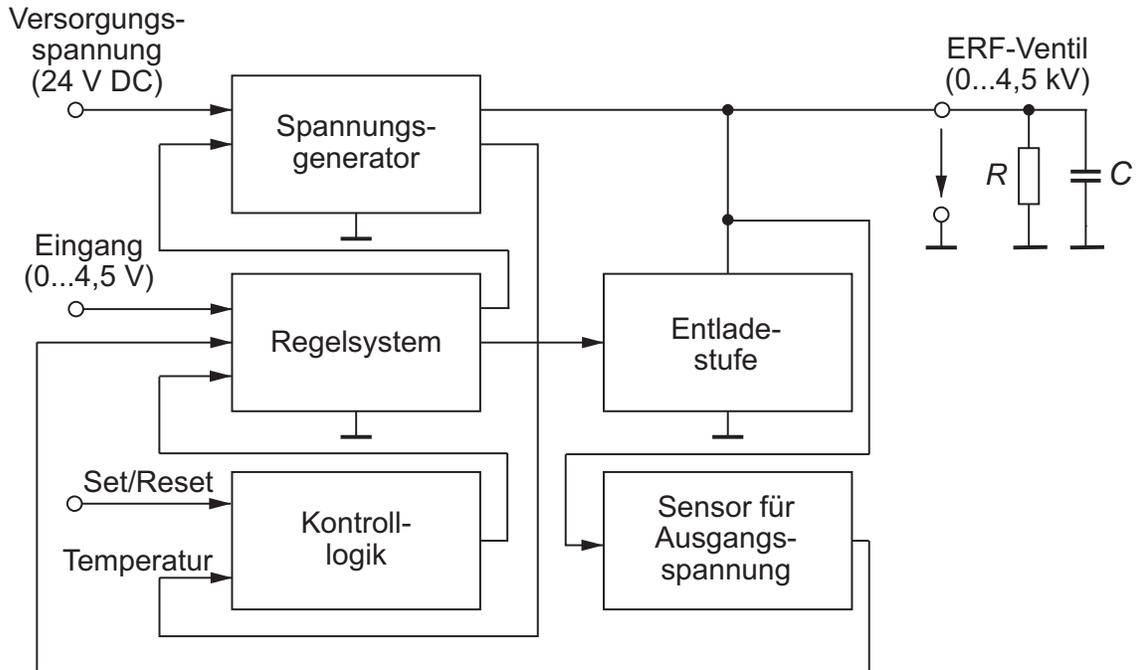


Bild 25: Blockschaltbild der gesamten Ansteuerelektronik

Bild 25 zeigt das Blockschaltbild der gesamten Ansteuerelektronik. Sie besteht aus folgenden Komponenten.

- **Spannungsgenerator**

Der Spannungsgenerator (Sperrwandler-Schaltnetzteil) erzeugt, entsprechend dem Eingangssignal des Verstärkers (0...4,5 V), aus der Versorgungsspannung (24 V DC) die benötigte Hochspannung (0...4,5 kV), wobei der Ausgangsstrom auf maximal 45 mA begrenzt ist und somit eine Ausgangsleistung von maximal ca. 200 W erreicht wird.

- **Entladestufe**

Die Entladestufe dient zum schnellen Entladen von kapazitiven Lasten.

- **Kontrolllogik**

Durch Betätigen des *Set-/Reset-Tasters* wird der Betriebszustand des Gerätes gewählt. Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung befindet sich das Gerät immer im Reset-Modus. Eine zu hohe Temperatur des Leistungstransistors in der Hochspannungsquelle führt dazu, dass das Gerät in den Reset-Modus schaltet, was durch die Statusanzeigen *Temperatur* und *Reset* angezeigt wird. Im Reset-Modus wird der Leistungstransistor gesperrt.

- **Regelsystem**

Die Spannung am Eingang des Verstärkers (Sollwert) wird mit einem der Aus-

gangsspannung proportionalen Signal (Istwert) verglichen und generiert ein Steuersignal, das für die Einschaltzeit des Leistungstransistors verantwortlich ist (Pulsbreite). Ein zu hoher Ausgangsstrom führt dazu, dass der Einschaltimpuls für den Leistungstransistor verkürzt wird und somit die maximale Ausgangsleistung nicht überschritten werden kann (Strombegrenzung).

Zum völligen Schließen der ERF-Ventile ist ein Strom von 45 mA bei 4,5 kV notwendig (200 W), der von der Ansteuerelektronik geliefert werden muss und für die sie auch entsprechend elektrisch ausgelegt sein muss. Gemäß der Spezifikationen (siehe Tabelle auf Seite 19) kommt dieser Zustand im Betrieb jedoch immer nur für einige ms vor. Die elektrische Dauerleistung beträgt unter der Annahme, dass im zeitlichen Mittel die Zustände Ventil offen (0 W), Ventil halb geschlossen (100 W) und Ventil voll geschlossen (200 W) gleich häufig vorkommen, etwa 100 W. Nur für diese Dauerleistung von 100 W kann die Ansteuerelektronik ausgelegt werden. Für höhere Ausgangsleistungen mit den damit verbundenen höheren Transistorverlusten sind größere Kühlkörper notwendig, für die im Gehäuse kein Platz zur Verfügung steht. Würde, was theoretisch möglich wäre, die übergeordnete Regelung des Adaptronischen Transportsystems von einem bestimmten Hochspannungsverstärker dauerhaft 200 W anfordern, so ginge dieser Verstärker nach etwa 10 Minuten in den thermischen Reset und ließe sich erst wieder aktivieren, wenn der Kühlkörper des Schalttransistors abgekühlt wäre. Es ist nun Aufgabe der Regelung des adaptronischen Transportsystems dafür zu sorgen, dass der Zustand „dauerhafte Überlast“ im Betrieb nicht vorkommt.

## 4.6 Messung einiger Ausgangssignale

Bild 26 zeigt die Sprunganantwort des Hochspannungsverstärkers bei Maximallast und Bild 27 ist das Ausgangssignal des Verstärkers bei einer sinusförmigen Anregung der Frequenz 100 Hz.

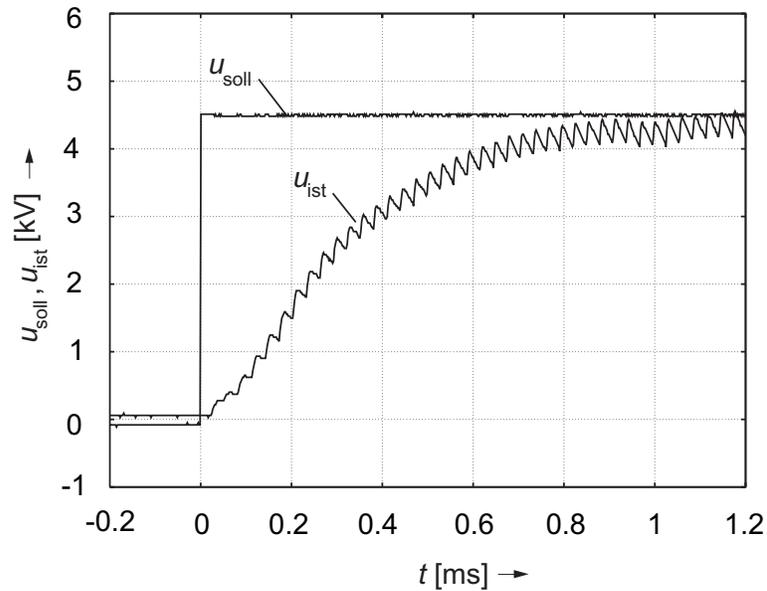


Bild 26: Sprunganantwort des Hochspannungsverstärkers bei Maximallast

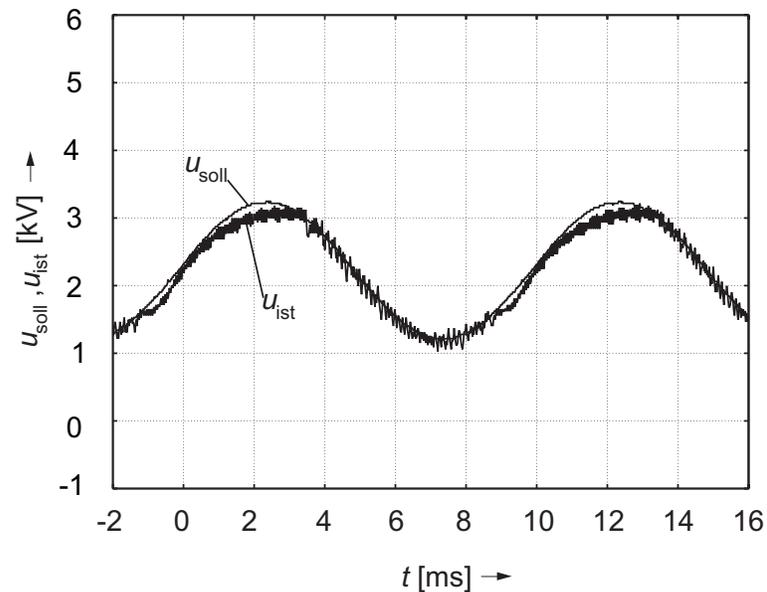


Bild 27: Ausgangssignal des Verstärkers bei einer sinusförmigen Anregung (100 Hz)

Wie in Bild 26 ersichtlich, benötigt der Verstärker in etwa  $800 \mu\text{s}$ , um unter Vollast die gewünschte Ausgangsspannung von 4,5 kV zu erreichen.

Bild 27 zeigt, dass der Verstärker nicht nur in der Lage ist Ausgangssignale zu generieren, bei denen lediglich zwischen zwei festen Spannungswerten umgeschaltet wird, sondern auch solche mit einem kontinuierlichen Spannungsverlauf.

## 4.7 Aufbau der Verstärker

Bild 28 zeigt einen geöffneten Hochspannungsverstärker im Labortest.

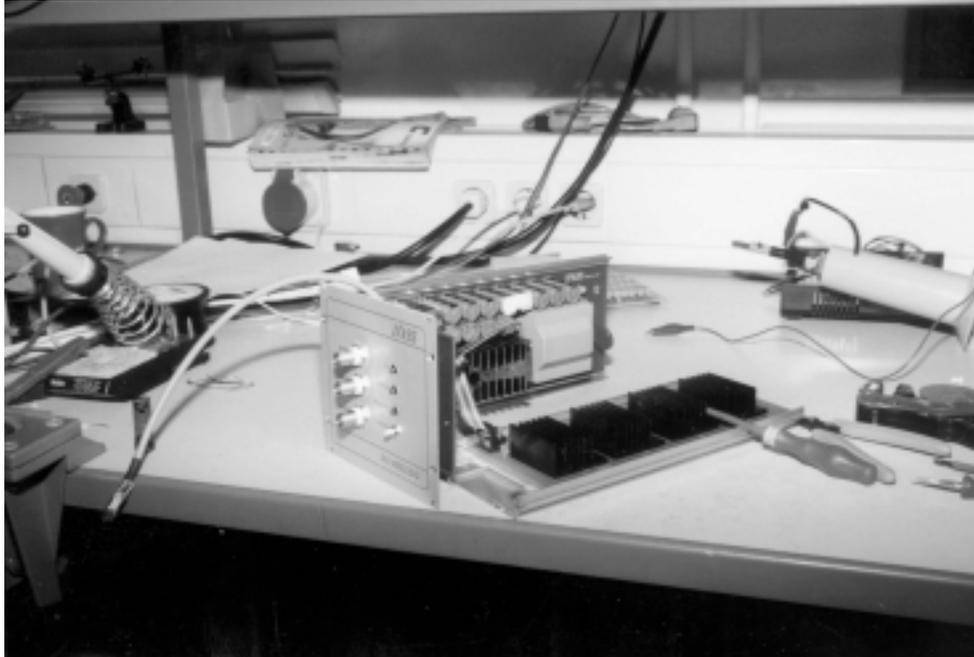


Bild 28: Offener Hochspannungsverstärker unter Testbedingungen

Deutlich erkennbar ist der modulare Aufbau bestehend aus drei Einzelplatinen. Im Vordergrund des Bildes, auf dem Labortisch liegend, ist die Entladestufe mit vier Kühlkörpern zu sehen. Im Hintergrund ist im Gehäuse eine gleich große Platine mit vielen Elektrolytkondensatoren erkennbar — die Generatorstufe. Die dritte Platine — die Regelstufe — befindet sich unmittelbar hinter der Frontplatte. Insgesamt wurden für das Adaptronische Transportsystem 14 Verstärker des dargestellten Typs aufgebaut und getestet. Zwölf sind in einem Schaltschrank verdrahtet und zwei dienen als Reserve.

## 4.8 Ansichten der Verstärker

Bilder 29 und 30 zeigen eine Vorder- bzw. Rückansicht der fertigen Einschubmodule.



Bild 29: Vorderansicht des Verstärkers

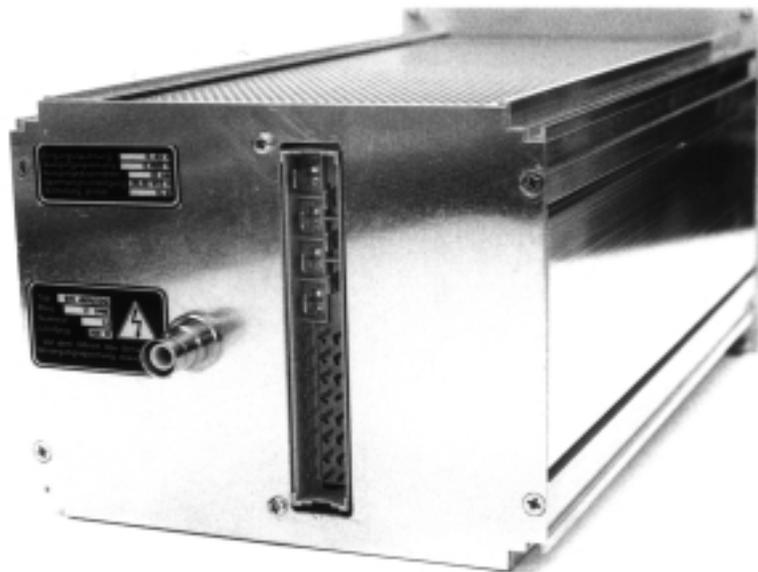


Bild 30: Rückansicht des Verstärkers



Bild 31: Vorderansicht des Schaltschranks

#### 4.9 Einbau der Verstärker in den Schaltschrank

Bild 31 zeigt die Vorder- und Bild 32 die Rückansicht des Schaltschranks. Deutlich erkennbar ist die Innenverkabelung in den Kabelkanälen und das große 200 A-Leistungsschütz (Mitte unten) zur Unterbrechung der gesamten Spannungsversorgung der Hochspannungsverstärker über einen Drehschalter (Bild 32 unten rechts) oder ein externes Not-Aus-Signal.



Bild 32: Rückansicht des Schaltschranks

## 5 Inbetriebnahme des Gesamtsystems

Im Frühsommer 1999 wurde der Schaltschrank bei der Firma Schenk-Pegasus in Darmstadt auf das Fahrzeug montiert, vor Ort die Hochspannungsverkabelung zu den 3 Stellzylindern durchgeführt und schließlich gemeinsam mit allen Projektpartnern Schritt für Schritt das Gesamtsystem in Betrieb genommen.

Bild 33 zeigt das realisierte Gesamtsystem im Betrieb.



Bild 33: Gesamtsystem

Hinter dem Fahrerhaus befinden sich zwei Schaltschränke. Im — in Fahrtrichtung gesehen — rechten Schrank sind die 12 Hochspannungsverstärker untergebracht. Auf alle anderen Komponenten wird in den Berichten der Projektpartner näher eingegangen.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

### 6.1 Im Rahmen des Projektes erreichte Ziele

Im Rahmen dieses Verbundprojektes wurde an der Universität des Saarlandes ein neuartiger Hochspannungsverstärker entwickelt, der speziell für die Ansteuerung von ERF-Wandlern konzipiert ist. Beim Design des Verstärkers mussten von vorne herein alle Eigenarten, die sich aus der speziellen Last: ERF-Wandler ergeben, berücksichtigt werden. ERF-Wandler stellen für den ansteuernden Verstärker extrem nichtlineare Lasten dar mit Rückwirkungen von der mechanischen Ausgangsseite auf die elektrischen Klemmgrößen. Solche sind

- Änderung des Wandlerwiderstandes (Faktor 1000 allein über die thermische Änderung der Leitfähigkeit der ERF im Betriebstemperaturbereich von 20°C bis 80°C),
- Änderung der Wandlerkapazität,
- Generierung von Überspannungen,
- Generierung von Kurzschlüssen,
- Generierung von Lichtbögen.

Alle diese Rückwirkungen würden ohne entsprechende Gegenmaßnahmen die Leistungselektronik stark belasten und eventuell sogar zerstören. Für die technischen Daten des Verstärkers sei auf Kapitel 4 Seite 19 verwiesen.

Weitere besonders erwähnenswerte Aspekte des realisierten Verstärkers sind:

- hohe Ausgangsleistung,
- hoher Wirkungsgrad,
- kompakte Bauweise,
- hohe Dynamik (Anstiegs- und Abfallzeit  $\pm 6$  kV/ms).

### 6.2 Über das Projekt hinaus erreichte Ziele

Über dieses Forschungsprojekt hinaus wird am Lehrstuhl für Prozessautomatisierung an der Entwicklung von Hochspannungsverstärkern zur Ansteuerung von ERF-Wandlern weitergearbeitet. Momentaner Stand der Technik ist ein Verstärker der gleichen Baureihe, der bei einer Ausgangsdauerleistung von 100 W eine Spannung von 6 kV zu generieren vermag. Mit diesem Verstärker wurden bereits auch an anderen ERF-Anwendungen (Dämpfer) Tests durchgeführt.

Darüber hinaus sind mit der 6 kV-Version bereits Untersuchungen erfolgreich durchgeführt worden, in denen mehrere Verstärker auf eine gemeinsame Last arbeiten. Zwei Schaltungsvarianten bieten sich hierbei unmittelbar an:

- Parallelschaltung von mehreren Verstärkern am Ein- und Ausgang zur Erhöhung der Ausgangsleistung,
- Verschaltung von zwei Hochspannungsverstärkern für den Vier-Quadranten-Betrieb.

Zur Erhöhung der Ausgangsspannung wurden bis zu sechs Hochspannungsquellen am Ein- und Ausgang parallel geschaltet und an einer Last von 600 W dauerhaft betrieben.

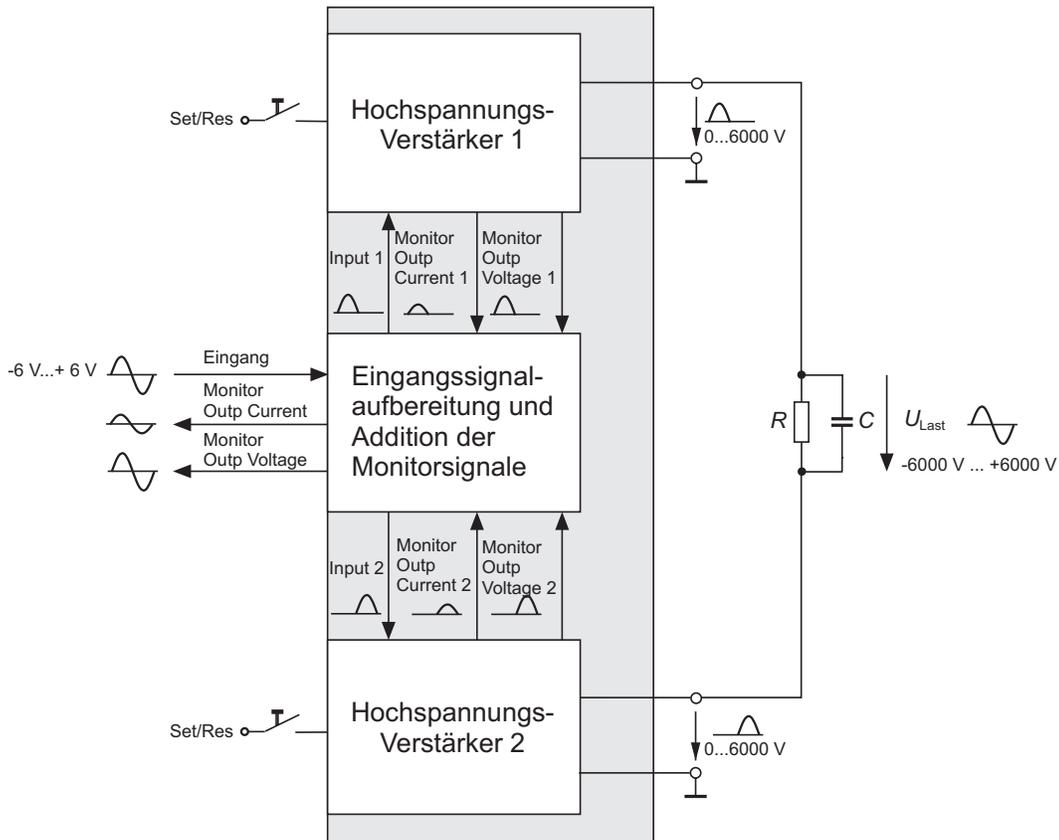


Bild 34: Verschaltung von zwei Verstärkern für den Vier-Quadranten-Betrieb

Bild 34 zeigt den prinzipiellen Aufbau für den Vier-Quadranten-Betrieb. Hierzu werden zwei Verstärker am Ausgang zu einer Vollbrücke verschaltet. Die zusätzliche Elektronik *Eingangssignalaufbereitung und Addition der Monitorsignale* übernimmt hierbei folgende Aufgaben

- Aufspalten der bipolaren Eingangsspannung in zwei unipolare Eingangsspannungen für die beiden Verstärker.
- Vorzeichenrichtige Addition der beiden Monitorsignale der Einzelverstärker.

Während einer positiven Halbwelle wird mit Hilfe des Spannungsgenerators in Verstärker 1 an den einen Anschluss der Last eine variable Hochspannung gelegt, während die

Entladestufe in Verstärker 2 den anderen Anschluss niederohmig mit Masse verbindet. Bei der negativen Halbwelle ist die Arbeitsweise entsprechend umgekehrt. Über der Last fällt somit eine Wechselspannung von maximal -6000 V ... +6000V ab.

Auf Grund der Arbeitsweise in Vollbrückenschaltung darf keiner der Lastanschlüsse mit Masse verbunden werden — auch nicht zu Messzwecken. Die Ausgangsspannung lässt sich folglich nur prüfen mit Hilfe des Signals *Monitor Outp Voltage* oder durch eine Differenzmessung an der Last unter Zuhilfenahme von zwei Hochspannungstastköpfen.

### **6.3 Zukünftige Arbeiten**

Zur Zeit wird an einer Verbesserung der vom Verstärker emittierten Störstrahlung und des Wirkungsgrades gearbeitet. Das zentrale Element der Untersuchungen ist auch hierbei der Transformator. Er soll über eine zusätzliche Rückspisewicklung auf der Primärseite verfügen, um so im Abschaltmoment den Leistungstransistor zu entlasten und ihn vor einem Avalanche-Durchbruch zu bewahren, siehe Abschnitt 4.2.

### **6.4 Geplante Veröffentlichungen**

Das BMBF-Forschungsprojekt „Adaptronisches Transportsystem“ wird im März 2000 auf der Hannovermesse Industrie vorgestellt werden.

Ein Vortrag mit dem Titel „6 kV Power Amplifier Designed for Actuators with Electrorheological (ER) Fluids“ wird im Juni 2000 auf dem Fachkongress ACTUATOR 2000 in Bremen präsentiert.

Weitere gemeinsame Veröffentlichungen mit Projektpartnern sind in Planung.

## Literatur

- [1] HIRSCHMANN, W. ; HAUENSTEIN, A.: *Schaltnetzteile: Konzepte, Bauelemente, Anwendungen*. Berlin, München : Siemens AG, 1990
- [2] JANOCHA, H. ; RECH, B. ; BÖLTER, R.: *Pratice-Oriented Measuring of ER Fluid Parameters*. In: Proc. of the 4th International Conf. on New Actuators AXON Technologie Consult GmbH, 1994. – Bremen, Germany, S. 294–298
- [3] JANOCHA, H. ; STIEBEL, C.: *New Approach to a Switching Amplifier for Piezoelectric Actuators*. In: Proc. of the 6th International Conf. on New Actuators Messe Bremen GmbH, 1998. – Bremen, Germany, S. 189–192
- [4] RECH, B.: *Aktoren mit elektrorheologischen Flüssigkeiten*, Universität des Saarlandes, Dissertation, 1996
- [5] SEIFART, M.: *Analoge Schaltungen*. 4. Berlin : Verlag Technik, 1994
- [6] STIEBEL, C. ; WÜRTZ, T. ; JANOCHA, H.: *Analogverstärker mit Energierückgewinnung zum Ansteuern von piezoelektrischen Aktoren*. In: SPS/IPC/DRIVES; Elektrische Automatisierungstechnik – Systeme und Komponenten MESAGO, 1999. – Nürnberg, S. 693–702
- [7] TIETZE, U. ; SCHENK, Ch.: *Halbleiter Schaltungstechnik*. 10. Berlin, Heidelberg, New-York : Springer-Verlag, 1993

Saarbrücken, den 13.03.2000

Dipl.-Ing. Chr. Stiebel

Prof. Dr.-Ing. habil. H. Janocha