



Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Institut für Grundlagen der Elektrotechnik
und Elektromagnetische Verträglichkeit

Diplomarbeit

**Integrierte Pulsquelle für die gepulste Elektrochemische
Bearbeitung von Mikrostrukturen**

Registriernummer: DA-GET-2007-14
eingereicht im: September 2007-11-27
von: Martin R ö b l i t z
geboren am 21.01.1981
in Burg

Dieses Schriftstück enthält abweichend zur ursprünglich eingereichten Diplomarbeit die in der Zeit zwischen Abgabetermin und Diplomverteidigung gewonnenen Erkenntnisse. Diese beschränken sich hauptsächlich auf die Fertigstellung und Erprobung der in der Arbeit beschriebenen Analogen Prozessenergiequelle (Abschnitt 5.2).

Kurzreferat

Diese Diplomarbeit liefert eine Einführung in theoretische Grundlagen zur elektrochemischen Bearbeitung von metallischen Werkstoffen mittels extrem kurzer Spannungspulse (μ PECM). Mit diesem Verfahren wird eine sehr hohe Bearbeitungsgenauigkeit erreicht.

Zur Übertragung dieses Verfahrens auf größere Elektrodenmaßstäbe sind neue, leistungsstärkere Prozessenergiequellen notwendig. Auf Grund der hohen Anforderungen durch den Arbeitsprozess können konventionelle Topologien nur begrenzt eingesetzt werden. Anhand eines entwickelten elektrischen Modells einer typischen Elektrodenanordnung werden verschiedene Topologien in Schaltungssimulationen untersucht und bewertet. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse führen zu zwei verschiedenen Entwürfen einer Pulseinheit und zu schaltungstechnischen Lösungen damit verbundener Probleme. Anhand einer realisierten Pulseinheit werden die Simulationen im Rahmen der Möglichkeiten untersucht.

Abstract

This diploma thesis provides an introduction to the theoretical basics of the electrochemical machining of metal work pieces with very short voltage pulses (μ PECM). This process applies a very high machining accuracy.

For using the μ PECM with larger electrodes it is necessary to develop new, more powerful energy sources. Due to the high demands of the process conventional designed sources are not suitable. With a newly-developed electrical simulation model of a typical electrode layout several source topologies are researched and evaluated. The results are used to engineer two different pulsing voltage sources and to solve related problems of circuitry. A realized process energy source is used to confirm the simulation results within the framework of means.

Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit

Diplomaufgabe

Für Herrn Martin R ö b l i t z

Kurzthema: **Integrierte Pulsquelle für die gepulste Elektrochemische Bearbeitung von Mikrostrukturen**

Aufgabenstellung:

Für die gepulste elektrochemische Bearbeitung (μ -PECM) von Mikrostrukturen ist es notwendig, den Aufbau bestimmter Module der Prozessenergiequelle in ihrem Design zu miniaturisieren. Die hauptsächlichsten Gründe liegen darin, dass die parasitären Induktivitäten und Kapazitäten nach der Pulseinheit minimiert werden müssen.

In der ersten Phase der Diplomaufgabe ist zu untersuchen, welche schaltungstechnischen Lösungsvarianten mittels industriell gefertigter Bauelemente in Frage kommen. Die Grenzwerte der Pulsfolgen (100 kHz bis 7 MHz) sind gegeben durch eine maximalen Arbeitstrom bis 100 A und eine veränderliche Zeit von Pulsdauer und Pulspause von 100 ns bis 10 μ s, wobei die Arbeitsspannung nicht über 10 V liegen darf.

In der zweiten Phase sind ausgesuchte Lösungsvarianten einer Simulation mit anschließender Bewertung zu unterziehen. Der Schwerpunkt ist dabei zu legen auf den Einfluss der Zuleitungslängen zwischen 5 cm und 100 cm und der Integration von verschiedenen Funktionen der Pulseinheit in einen Schaltkreis. An Hand der Simulationsergebnisse sind mindestens zwei Schaltungsvarianten aufzubauen und an einem realen Bearbeitungskopf zu testen.

Magdeburg, den 08.01.2007

Tag der Ausgabe: 12.01.2007

Tag der Abgabe: 12.07.2007

Registriernummer: DA-GET-2007-14

Betreuer: Dr.- Ing., Dipl.- Phys. H.-P. Schulze
Dipl.- Ing. H.-J. Trautmann

Erstprüfer: Prof. Dr.- Ing. M. Leone

Zweitprüfer: Prof. Dr.- Ing. A. Lindemann

Selbstständigkeitserklärung

Ich erkläre, dass ich die Diplomarbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Die Stellen der Arbeit, die anderen Werken dem Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen sind, habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Martin Röblitz

Magdeburg, den 12.10.2007

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	1
Symbolverzeichnis.....	3
1 Einleitung	5
2 Grundlagen der Elektrochemischen Materialbearbeitung (ECM)	7
2.1 Die elektrochemische Doppelschicht	7
2.2 Elektrodenkinetik	11
2.3 Konventionelle ECM und gepulste ECM (PECM)	14
2.4 Elektrochemische Mikrobearbeitung mit ultrakurzen Spannungspulsen (μ PECM)	18
3 Modellierung eines elektrischen Ersatzschaltbildes für den Prozess der μPECM	23
3.1 Überführung der Elektrodengeometrie in ein elektrisches Modell	23
3.2 Verifizierung des Modells an Hand von Messwerten aus der Literatur	27
3.3 Grenzen des Modells	29
3.4 Elektrische Verbindung von Pulseinheit und Prozess	31
4 Pulseinheiten für den μPECM-Prozess.....	34
4.1 Allgemeine Anforderungen	34
4.2 Signalübertragung zwischen Pulsmustererzeugung und Pulseinheit	37
4.3 Prozessstromerfassung	39
4.4 Konventionelle Push-Pull-Topologie	41
4.4.1 Potentialtrennung der Steuersignale	42
4.4.2 Auswahl der Leistungs-MOSFET	45
4.4.3 Schaltungssimulation und Einfluss der Zuleitungsinduktivität auf die Verläufe von Strömen und Spannungen	50
4.5 Geregelte Pulseinheit zur Verringerung des Einflusses der Zuleitungsinduktivitäten	54
4.5.1 Leistungsstufe	55
4.5.2 Regelung der Pulsspannung durch Mitkopplung	60
4.5.3 Regelung der Pulsspannung mit Hilfe der Berechnung der Elektrodenspannung	65
4.6 Vergleich zwischen den Schaltungsvarianten aus den Abschnitten 4.5, 4.6 und 4.7	71

5	Aufbau und Test der Schaltungsvarianten.....	74
5.1	<i>Variante aus Abschnitt 4.4 – Push-Pull-Topologie.....</i>	76
5.1.1	Messergebnisse zur Push-Pull-Topologie	78
5.2	<i>Variante aus Abschnitt 4.5 – Mitgekoppelte, geregelte Pulseinheit.....</i>	83
5.2.1	Messergebnisse zur mitgekoppelten, geregelten Pulseinheit.....	85
5.3	<i>Gegenüberstellung der Messergebnisse.....</i>	86
6	Zusammenfassung	88
	Literaturverzeichnis.....	89
	Anhang A - Schaltungsdokumentation zur Push-Pull-Topologie	91
	Anhang B - Schaltungsdokumentation zur analogen Pulseinheit	101
	Thesen zur Diplomarbeit.....	110

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

μ PECM	Micro Pulsed Electrochemical Machining
CFA	Current Feedback Amplifier
CMOS	Complementary Metal Oxid Semiconductor
DC	Gleichspannung
ECM	Electrochemical Machining
IC	Integrated Circuit
OPV	Operationsverstärker
PCB	Printed Circuit Board
PECL	Positive Referenced Emitter Coupled Logic
PECM	Pulsed Electrochemical Machining
SATA	Serial Advanced Technology Attachment
TTL	Transistor-Transistor-Logik
VFA	Voltage Feedback amplifier

Formelzeichen

a	Abstand, Länge
A	Flächeninhalt
a_{ME^+}	Elektrochemische Aktivität von Metallionen
b	Abstand, Länge
c	Stoffkonzentration
C	elektrische Kapazität
E	Energie
e^-	Elementarladung
F	Faradaykonstante
f	Frequenz
h	Höhe, Weite
i, I	elektrischer Strom
i_{Netto}, I_{Netto}	Abtragwirksamer Nettostrom, Reaktionsstrom
I_0	Austauschstrom
i_p, I_p	Prozesstragender Strom, Prozessstrom
J_K	Korrosionsstromdichte
k	Zahl, Zähler, Koppelfaktor
L	Induktivität
m	Masse

M	Molare Masse, magn. Koppelinduktivität
n	Zähler, Zahl, Wertigkeit, Oxidationszahl
P	Leistung
Q	elektrische Ladungsmenge, MOSFET/Transistor
r	Radius
\mathfrak{R}	Universelle Gaskonstante
s	Laplace-Operator
t	Zeit
t_0	Pulspause
t_i	Pulsdauer
T_p	Pulsperiode
u, U	Elektrische Spannung
u_{Kl}, U_{Kl}	Klemmenspannung
u_{Puls}, U_{Puls}	Pulsspannung zwischen zwei Elektroden
U_{th}	Einsetzspannung
$U_{Ü}$	Überspannung
x	Anteil
Z_w	Wellenimpedanz

Indizes (zusätzliche)

a	Anodisch, Anode, Ausgang
b	Versorgungs-
CS	Gemeinsame Source
D	Drain
DS	Drain-Source, Doppelschicht
$durchtritt$	Durchtritts-
e	Eingangs-
$Elektrolyt$	Elektrolyt
f	Fehler-
$Flade$	Flade-
G	Gate
GD	Gate-Drain
ges	Gesamt
Gh	Gehäuse
GS	Gate-Source
in	Eingangs-
k	Kathodisch, Kathode
KK	Kühlkörper
L	-der Induktivität
M	Mantel

<i>m</i>	Zähler, Zahl	φ_{ME}	Potential einer Metallelektrode
<i>mess</i>	Mess-	φ_E	Potential einer Elektrode
<i>n</i>	Zähler, Zahl	φ_0	Ruhepotential
<i>nenn</i>	Nennwert	φ_{00}	Potential einer Bezugselektrode
<i>o</i>	Ausgangs-	σ	Spezifische Leitfähigkeit
<i>off</i>	Ausgeschaltet, ausschalten	τ	Zeitkonstante
<i>OL</i>	Offene Schleife	ω	Kreisfrequenz
<i>on</i>	eingeschaltet, einschalten	\hat{x}	Maximum, Spitzenwert von x
<i>P</i>	Prozess	x^*	Flächenbezogener Belag der Größe x
<i>q</i>	Quellen-	\bar{x}	Nicht x , x invertiert, $-x$
<i>RX</i>	Empfänger	\underline{X}	Matrix
<i>S</i>	Stirn, Source		
<i>s</i>	Shunt		
<i>SE</i>	Skin-Effect		
<i>Shunt</i>	Shunt-		
<i>stat</i>	Statisch		
<i>Substrat – Gehäuse</i>			
	zwischen Substrat und Gehäuse		
<i>Substrat – PCB</i>			
	zwischen Substrat und Platine		
<i>T</i>	Abschluss-		
<i>th</i>	Thermisch		
<i>TX</i>	Senden		
<i>V</i>	Verlust		
<i>z</i>	Zersetzungs-		
<i>Zl</i>	Zuleitung		
δ	Höhe, Entfernung		
$\Delta\varphi$	Galvanispannung		
$\Delta\varphi_0$	Gleichgewichtsspannung		
ζ	Zeta-Spannung		
φ	Elektrisches Potential		
$\varphi_{a.H.}$	Potential der äußeren Helmholtz-Schicht		
φ_L	Potential im Inneren einer Lösung		
			Chemische Symbole und Verbindungen
		a_{Me^+}	Elektrochemische Aktivität eines Metallions
		(<i>aq</i>)	Wässrige Lösung
		$C_2H_4O_2$	Essigsäure
		e^-	Negative Elementarladung
		H_2O	Wasser
		HCL	Salzsäure
		HF	Flusssäure
		Me	Metallatom
		Me^{n+}	Metallion
		$NaCl$	Kochsalz
		$NaNO_3$	Natriumnitrat
		NO^{2-}	Nitrition
		NO^{3-}	Nitration
		OH^-	Hydroxidion
		α	Durchtrittsfaktor
		μ	Chemisches Potential

1 Einleitung

Mit der Entwicklung immer härterer bzw. zäherer, metallischer Werkstoffe und Legierungen wird deren Bearbeitung mit spanabhebenden Verfahren komplizierter oder sogar unmöglich. Diese Werkstoffe werden bereits seit vielen Jahren mit Hilfe elektrischer, insbesondere elektrochemischer Abtragprozesse (engl. Electrochemical Machining: ECM) bearbeitet. Das Werkstück, welches sich zusammen mit dem Werkzeug in einer elektrolytischen Lösung befindet, wird mit Hilfe eines elektrischen Stromes anodisch aufgelöst. Das hat gegenüber den spanabhebenden Verfahren, wie Fräsen oder Bohren, den Vorteil, dass kein mechanischer Kontakt zwischen Werkzeug und Werkstück hergestellt werden muss. Dadurch werden diese weder mechanisch noch thermisch nennenswert beansprucht. Der elektrochemische Abtrag findet ausschließlich am anodisch gepolten Werkstück statt. Somit können die zum Teil sehr aufwändigen und teuren Werkzeuge fast unbegrenzt oft wiederverwendet werden. Es können mit Hilfe dieses Verfahrens sowohl äußerst komplexe dreidimensionale Formen und hohe Oberflächenintegritäten erzeugt, als auch der hohen Effektivität wegen große Volumina abgetragen werden.

Die Miniaturisierung von mechanischen Bauteilen ist in vielen Bereichen von Industrie und Wissenschaft ein wichtiges Ziel. Vorreiter auf diesem Gebiet ist die Elektronikindustrie, wo bereits in Größenordnungen von wenigen hundert Nanometern gearbeitet wird. Aber auch mikroelektronische Antriebe, Sensoren und Instrumente für biologische, chemische und medizinische Zwecke benötigen zunehmend Bauteile im Größenbereich weniger Mikrometer. Das verlangt nach immer präziseren, günstigeren und vielseitigeren Metallbearbeitungsverfahren. Durch spezielle Verfahren, wie lithografische Masken, Mikrofräsen und -bohren oder Mikrospritzguss können sehr hohe Genauigkeiten erreicht werden. Jedoch besitzt jede dieser Methoden ihre Einschränkungen und Nachteile. So können zum Beispiel mit Hilfe der Lithografie Genauigkeiten im Nanometerbereich erzielt werden, allerdings sind lediglich zweidimensionale Strukturen herstellbar.

Durch ein neuartiges elektrochemisches Verfahren, welches mit ultrakurzen Spannungspulsen arbeitet (engl. Micro Pulsed Electrochemical Machining: μ PECM), kann die Bearbeitungsgenauigkeit von wenigen Mikrometer bis hin zu einigen hundert Nanometern mit allen oben genannten Vorteilen der konventionellen ECM verbunden werden. In der Literatur existieren

dazu sowohl die theoretischen Grundlagen als auch experimentelle Ergebnisse aus Versuchsaufbauten [2]. Es sind sogar erste kommerzielle Komplettanlagen erhältlich, die nach dem Prinzip der μ PECM funktionieren. Jedoch arbeiten alle Anlagen mit vergleichsweise geringen Abtragleistungen. Es können nur sehr kleine Flächen pro Zeiteinheit bearbeitet werden. Größere Flächen müssen in kleinere Flächen aufgeteilt und sequentiell bearbeitet werden. Die daraus resultierende Höhe der Bearbeitungsdauer wirkt sich negativ auf eine mögliche industrielle Nutzung des Verfahrens aus. Einer der Gründe dafür ist das Fehlen einer entsprechend leistungsfähigen Pulsenergiequelle, deren Aufbau auf Grund der auftretenden hohen Pulsfrequenzen sehr anspruchsvoll ist. Bisher dokumentierte Pulsenergiequellen für die μ PECM liefern lediglich einige Milliampere. Diese Arbeit zeigt, dass herkömmliche Schaltungstopologien unter diesen Umständen sehr schnell an ihre physikalischen Grenzen stoßen. Dies liegt vor allem an den unvermeidbar auftretenden Induktivitäten der Verbindungsleitungen zwischen Energiequelle und Arbeitsspalt, denen sehr kurze Pulszeiten und Stromänderungsgeschwindigkeiten gegenüberstehen.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, deutlich leistungsfähigere Pulsenergiequellen für die μ PECM zu entwickeln. Dazu wird ausgehend von den elektrochemischen Grundlagen ein möglichst realitätsnahes, elektrisches Simulationsmodell des Arbeitsspaltentwurfes entwickelt. Nach den grundlegenden Überlegungen zu den Energiequellen werden ausgewählte Schaltungstopologien zusammen mit dem Arbeitsspaltmodell und den Zuleitungsinduktivitäten in einem Schaltungssimulator untersucht und anschließend diskutiert. Zwei Schaltungsvarianten werden real aufgebaut. Da kein entsprechender elektrochemischer Versuchsaufbau für die μ PECM zur Verfügung steht, wird die Funktion der Aufbauten an passenden Ersatznetzwerken verifiziert und dokumentiert.

2 Grundlagen der Elektrochemischen Materialbearbeitung (ECM)

2.1 Die elektrochemische Doppelschicht

Wird eine Metallelektrode in eine Elektrolytlösung getaucht, dann bilden die metallische Elektrode und das Elektrolyt jeweils eine Phase mit einer Phasengrenze an der Elektrodenoberfläche [1][2][3]. Diese beiden Phasen besitzen unterschiedliche chemische Potentiale. Das chemische Potential mit dem Formelzeichen μ charakterisiert die Möglichkeit eines Stoffes oder einer Mischphase, freie chemische Reaktionen oder Phasenumwandlungen einzugehen. Dadurch kommt es an der Phasengrenze anfangs zu einer Anlagerung (Gleichung (2.1), Hinreaktion) oder Auflösung (Gleichung (2.1), Rückreaktion) von Metallionen.



Die Reaktionen sind verbunden mit Ladungstrennung, was eine Änderung des elektrischen Potentials der Elektrode φ_E zur Folge hat. Die Summe aus elektrischem und chemischem Potential bezeichnet man als elektrochemisches Potential. Diese Reaktionen kommen erst dann in ein Gleichgewicht, wenn die Summen aus chemischem Potential und elektrischem Potential der beiden Phasen gleich groß sind. Die dabei entstandene Potentialdifferenz wird als Galvanispannung $\Delta\varphi$ bezeichnet. Die Potentialdifferenz $\Delta\varphi_0$, die sich bei Erreichen des Gleichgewichtszustandes einstellt, wird mit Hilfe der Nernst-Gleichung bestimmt:

$$\begin{aligned} \varphi_0 &= \varphi_{00} + \frac{\mathfrak{R}T}{zF} \cdot \ln a_{Me^{n+}} \\ \Delta\varphi_0 &= \varphi_0 - \varphi_{00}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Der Wert $a_{Me^{n+}}$ bezeichnet die elektrochemische Aktivität der Metallionen. Die universelle Gaskonstante \mathfrak{R} ist das Produkt aus Boltzmann- und Avogadro-Konstante und beträgt

$$\mathfrak{R} = 8,314472 \frac{J}{mol \cdot K}. \text{ Die Faradaykonstante ist definiert als } F = eN_A = 96484,6 \frac{C}{mol}.$$

Das Gleichgewichts-Elektrodenpotential φ_0 wird angegeben in Bezug zum Normalpotential φ_{00} einer Bezugs elektrode, da die direkte Messung des elektrischen Potentials des Elektrolyten nicht möglich ist. Zur Bestimmung des Normalpotentials φ_{00} wird eine inerte, elektrisch unbelastete Bezugs elektrode, wie zum Beispiel eine Normal-Wasserstoffelektrode, verwendet, an deren Phasengrenze zum Elektrolyten ebenfalls eine elektrochemische Doppelschicht mit entsprechender Galvanispannung entsteht. Abbildung 2.1 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen Elektrolyt-, Elektroden- und Bezugs elektrodenpotential.

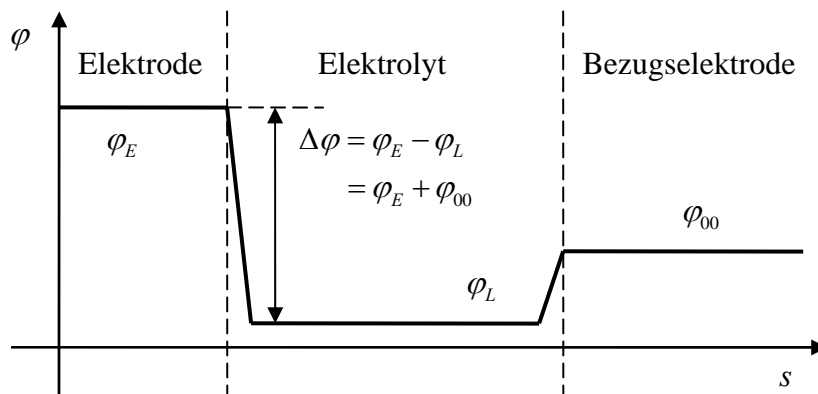


Abbildung 2.1:

Prinzip zur Messung eines Elektrodenpotentials φ_E bezüglich dem Ruhepotential φ_{00} einer Bezugs elektrode und dem Elektrolytpotential φ_L .

An die gelösten Metallionen lagern sich Wassermoleküle oder andere verfügbare Dipole. Die so solvatierten Ionen werden von der entstandenen Oberflächenladung der Elektrode elektrostatisch angezogen und lagern sich, wie in Abbildung 2.2 dargestellt, so an, dass bei Betrachtung der Ladungsschwerpunkte der Ionen zwei zueinander parallele Ladungsschichten entstehen. Diese werden als starre Helmholtz-Doppelschicht bezeichnet. Der Abstand zwischen der äußeren Helmholtzfläche und der Elektrodenoberfläche ist annähernd identisch mit dem Radius $r = \frac{a}{2}$ der Solvathülle der Ionen. In wässrigen Lösungen beträgt dieser einige 10^{-10} m .

Zwischen der Elektrode und der äußeren Helmholtz-Fläche verhält sich der Potentialverlauf linear über der Strecke s .

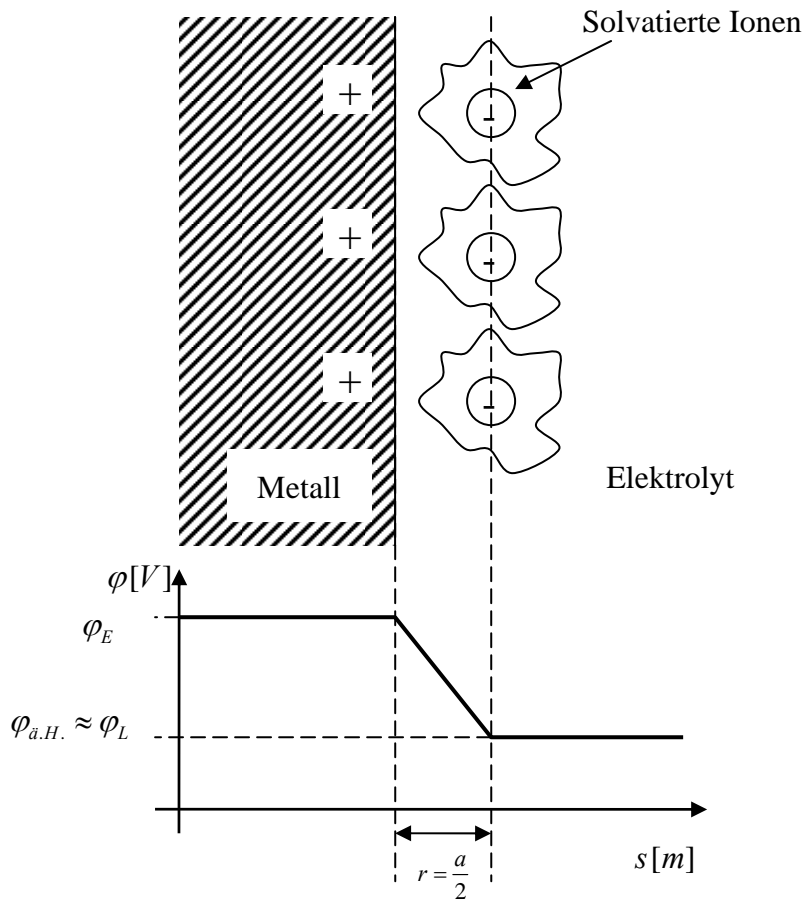


Abbildung 2.2:

Starre elektrolytische Doppelschicht nach Helmholtz und Potentialverlauf $\varphi(s)$; Der Ladungs-Schwerpunkt der solvatierten Ionen bildet die äußere Helmholtz-Fläche (ä.H.);

$\frac{a}{2}$ Radius der solvatierten Ionen.

φ_E Potential der Metallelektrode

$\varphi_{\text{ä.H.}}$ Potential der äußeren Helmholtzfläche

φ_L Potential der Elektrolytlösung

Bei Elektrolytlösungen geringer Konzentration wird die Ordnung dieser starren Schicht von der Wärmebewegung der Teilchen gestört. Dies trifft nicht auf die in dieser Arbeit betrachteten Elektrolyte zu, die eine vergleichsweise hohe Ionenkonzentration besitzen. In einem genaueren Modell nach Gouy-Chapman [1] wird der Effekt berücksichtigt. Demnach schließt sich an die starre Schicht noch eine mit wachsendem Abstand abnehmende diffuse ionale Ladungsschicht an. Die zusätzlich auftretende Potentialdifferenz zwischen äußerer Helmholtzfläche $\varphi_{\text{ä.H.}}$ und dem Elektrolyten φ_L wird als Zeta-Spannung ζ bezeichnet. In diesem Bereich

ändert sich das Potential wegen der abnehmenden Ionendichte exponentiell. Die Galvanispannung $\Delta\varphi$ zwischen Elektrode und dem Inneren der Elektrolytlösung setzt sich also aus zwei Teilen zusammen:

$$\Delta\varphi = (\varphi_E - \varphi_{a.H.}) + \zeta. \quad (2.3)$$

Die Stärke der diffusen Doppelschicht und die Zeta-Spannung ζ nehmen sehr schnell mit zunehmender Ionenstärke der Elektrolytlösung ab. Für geringe Ionenstärken kann die diffuse Doppelschicht bis zu mehreren zehn Nanometern breit sein. Bereits bei Lösungen der Konzentration größer als $c = 0,1 \frac{mol}{l}$ beträgt die Dicke nur noch weniger als einen Nanometer. In Lösungen höherer Konzentrationen, wie sie im Rahmen dieser Arbeit Verwendung finden, ist der Effekt vernachlässigbar gering.

Die elektrochemische Doppelschicht kann als Plattenkondensator mit einem extrem geringen Plattenabstand betrachtet werden. Wie zutreffend diese Aussage ist, wird dadurch deutlich, dass dieser Effekt bereits ausgenutzt wird, um Kondensatoren (Doppelschichtkondensatoren, Ultra-Caps, Super-Caps) mit Kapazitäten von mehreren Farad herzustellen.

Durch Anlegen einer Spannung zwischen der Elektrode und einer zusätzlichen Gegenelektrode im Elektrolyten, an der eine weitere Doppelschicht entsteht, kann die Überschussladung Q und entsprechend dazu der Potentialunterschied $\Delta\varphi$ dieser Doppelschicht-Kapazität C_{DS} erhöht, verringert werden oder im Vorzeichen geändert werden. Unter Beachtung, dass bereits ohne von außen zugefügte Überschussladungen Q ein Potentialunterschied $\Delta\varphi_0$ zwischen Elektrode und Elektrolyt besteht, ergibt sich folgende Beziehung:

$$C_{DS} = \int C_{DS}^* \cdot dA = \frac{Q}{U - \Delta\varphi_0} \quad A: \text{Flächeninhalt der Elektrode.} \quad (2.4)$$

Für die Berechnung des Kapazitätsbelages C_{DS}^* muss gesagt werden, dass Ionen, Lösungsmitteldipole und neutrale Moleküle in van der Waalsche oder Coulombsche Wechselwirkungen mit der Elektrode treten und von ihr adsorbiert werden. Besonders durch diese neu hinzukommende Dipolschicht verringert sich der Kapazitätsbelag, der rein rechnerisch aus Elektro-

denoberfläche und Solvathüllen-Radius $r = \frac{a}{2}$ resultieren würde, auf Werte von $5 \frac{\mu F}{cm^2} < C_{DS}^* < 500 \frac{\mu F}{cm^2}$ reduziert. Außerdem wird durch diese Betrachtung der geringe Einfluss des Solvathüllenradius $r = \frac{a}{2}$ erklärt. Die Werte des Kapazitätsbelages sind abhängig von Temperatur, Metallart, Ionenstärke und Elektrolyt-Zusammensetzung. Weiterhin ist der Doppelschicht-Kapazitätsbelag nichtlinear über dem Elektrodenpotential.

2.2 Elektrodenkinetik

Die beiden in Gleichung (2.1) beschriebenen Reaktionen laufen im elektrodynamischen Gleichgewicht gleich schnell ab. Das ist dann der Fall, wenn kein Strom durch die Elektrode fließt und sich die entsprechende Ruhepotentialdifferenz $\Delta\varphi_0$ nach Gleichung (2.2) eingestellt hat.

Weicht die Potentialdifferenz zwischen Elektrode und Elektrolytlösung zum Beispiel durch Anlegen einer äußeren Spannung von dieser Ruhepotentialdifferenz $\Delta\varphi_0$ ab, dann findet eine der beiden Reaktionen aus Gleichung (2.1) bevorzugt statt. Es entsteht durch die Doppelschicht hindurch ein Netto-Elektronen- bzw. Netto-Ionentransport, der durch die externe Spannungsquelle zurück fließt. Die dabei umgesetzte Masse m des Werkstoffs, welcher eine molare Masse M und eine Oxidationszahl z besitzt, ist mit der geflossenen Ladungsmenge $Q = \int i(t) \cdot dt$ im Faradayschen Gesetz unter Vernachlässigung von unerwünschten Nebenreaktionen fest verknüpft:

$$m = \frac{M}{z \cdot F} \cdot Q. \quad (2.5)$$

Die aufgewendete Überspannung $U_{\bar{v}}$ wird für zwei Teilprozesse benötigt. Sie ist definiert als die von außen erzwungene Abweichung der Galvanispannung $\Delta\varphi$ von der Ruhepotentialdifferenz $\Delta\varphi_0$:

$$U_{\bar{v}} = \Delta\varphi_0 - \Delta\varphi \quad (2.6)$$

Ein Teil der Überspannung wird als Aktivierungsenergie für den Durchtritt der Ladungsträger durch die Doppelschicht benötigt und der andere Teil für die Leitungsmechanismen in der Elektrolytlösung. Diese beiden Teilprozesse können als in Reihe geschaltete Widerstände betrachtet werden, die den Nettostrom I_{netto} bei einer Überspannung $U_{\bar{U}}$ hemmen:

$$U_{\bar{U}} = I_{netto} \cdot (R_{Durchtritt} + R_{Elektrolyt}). \quad (2.7)$$

Der jeweils größere Widerstand dominiert den Prozess. Zusammen mit der elektrochemischen Doppelschicht aus Abschnitt 2.1 kann man zur besseren Anschaulichkeit das Ersatzschaltbild der Phasengrenze in Abbildung 2.3 erstellen.

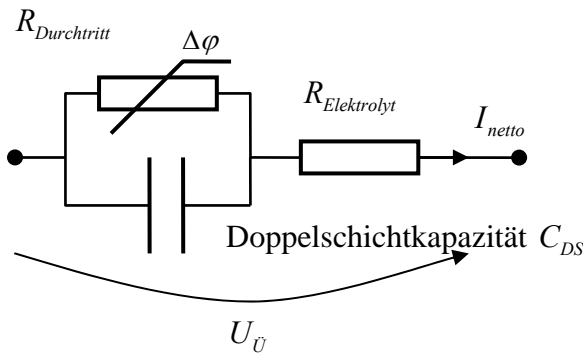


Abbildung 2.3:

Ersatzschaltbild der elektrochemischen Doppelschicht mit der Doppelschichtkapazität C_{DS} , dem von der Galvanispannung abhängigem, nichtlinearem Durchtrittswiderstand $R_{Durchtritt}$ und dem ohmschen Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$

Der Leitungswiderstand des Elektrolyten $R_{Elektrolyt}$ verhält sich unter konstanten Bedingungen (zum Beispiel Konzentration, Temperatur) annähernd wie ein idealer ohmscher Widerstand. Der Widerstand $R_{Durchtritt}$, der die Durchtrittsarbeit repräsentiert, ist hingegen stark nichtlinear. Er wird bestimmt durch die Butler-Volmer-Gleichung. Sie beschreibt, wie sich der Netto-Reaktionsstrom I_{netto} aus der Hin- und Rückreaktion aus Gleichung (2.1) bei bestimmten Überspannungen $U_{\bar{U}}$ an der elektrochemischen Doppelschicht zusammensetzt:

$$I_{netto} = I_a - I_k = I_0 \left[e^{\frac{\alpha z F}{RT} U_{\bar{U}}} - e^{-\frac{(1-\alpha) z F}{RT} U_{\bar{U}}} \right]. \quad (2.8)$$

Dabei ist I_0 der Austauschstrom, der ein Maß für die heterogene Reaktionsgeschwindigkeit während des dynamischen Gleichgewichtszustandes ist. Der Durchtrittsfaktor α liegt im Bereich von $0 < \alpha < 1$. In Abbildung 2.4 wird die Zusammensetzung der Gleichung (2.8) deutlich.

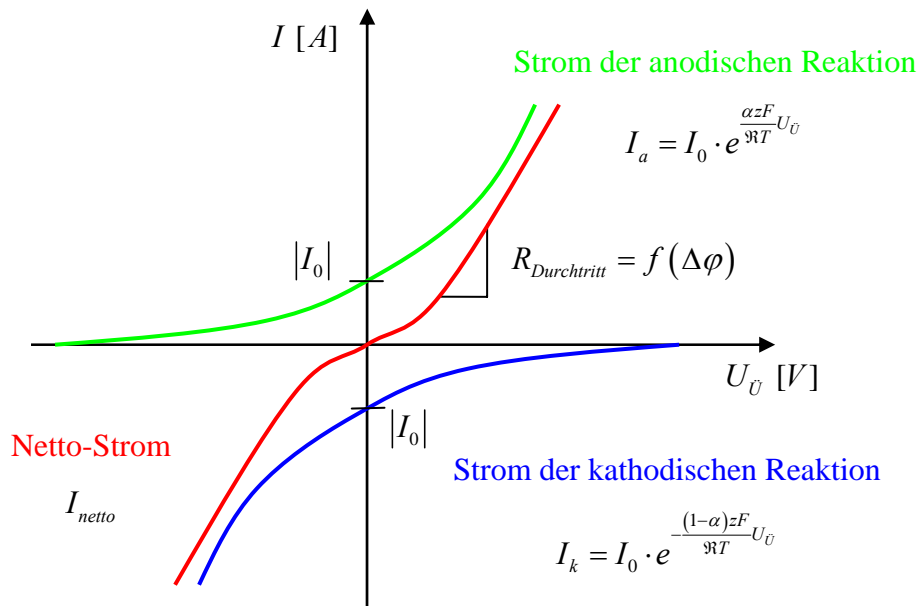


Abbildung 2.4:

Schematische Darstellung des exponentiellen Verlaufs des Nettoreaktionsstroms I_{netto} (rot) über der Überspannung $U_{\bar{U}}$ nach der Butler-Volmer-Gleichung. Daneben die in der Gleichung enthaltenen anodischen (grün) und kathodischen (blau) Teilströme I_a , I_k (vgl. Gleichung (2.1), Gleichung (2.8)).

Zusammen mit dem rein ohmschen Widerstand der Elektrolytlösung ergibt sich der in Abbildung 2.5 dargestellte prinzipielle, durch Geraden approximierter Verlauf der statischen Strom-Spannungs-Kennlinie der elektrochemischen Doppelschicht. Bis zum Erreichen der Zersetzungsspannung U_Z dominiert der veränderliche Widerstand $R_{Durchtritt}$. Danach wird der Strom fast ausschließlich durch den Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$ begrenzt [1].

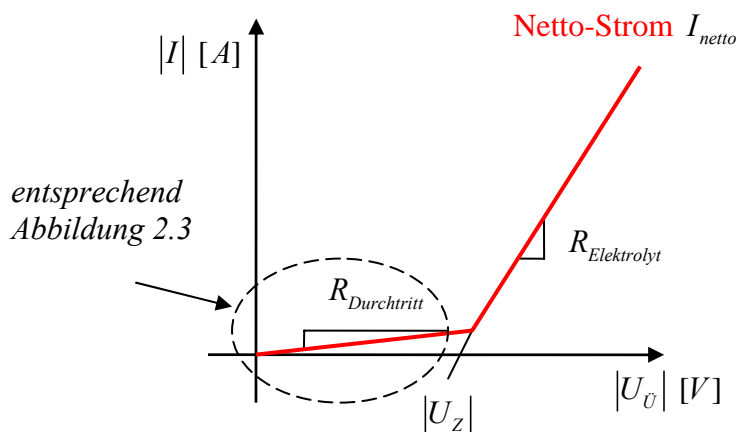


Abbildung 2.5:

Mit Geraden approximierter Verlauf der statischen Strom-Spannungs-Kennlinie der elektrochemischen Doppelschicht. Unterhalb der Zersetzungsspannung U_Z bestimmt der Durchtrittswiderstand $R_{Durchtritt}$ den Nettostrom I_{netto} , darüber der Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$.

2.3 Konventionelle ECM und gepulste ECM (PECM)

Das Verfahren der elektrochemischen Metallbearbeitung ist ein Abtragverfahren, das auf dem Prinzip der Elektrolyse basiert [4][6][7]. Dazu befinden sich zwei Elektroden in einer elektrisch leitfähigen Elektrolytlösung. An beiden Elektroden bilden sich die in Abschnitt 2.1 beschriebene elektrochemischen Doppelschichten aus. Diese spielen aber für die klassische ECM nur eine untergeordnete Rolle. Die Werkzelektrode ist verbunden mit dem negativen und die Werkstückelektrode mit dem positiven Pol einer externen elektrischen Energiequelle. Die angelegte Spannung ist dabei so groß, dass die Zersetzungsspannung des Systems weit überschritten wird. Die elektrochemische Reaktion wird nach Abschnitt 2.2 nicht mehr begrenzt durch die Durchtrittshemmung an der Doppelschicht. Die Anordnung besitzt weitestgehend die Charakteristik des ohmschen Widerstandes der Leitungsmechanismen in der E-

lektrolytlösung. Der Spannungsabfall über der Doppelschicht ist dem gegenüber vernachlässigbar gering.

Dadurch findet am anodisch gepolten Werkstück fast ausschließlich die Oxidation des Elektrodenmaterials nach Gleichung (2.1) statt (Auflösung der Metallatome):



Die dazugehörige Reduktion findet an der kathodisch gepolten Werkzeugelektrode statt. Diese gibt Elektronen ab, welche von verschiedenen, im Elektrolyt gelösten Ionen aufgenommen werden. Im Falle einer wässrigen Natriumnitratlösung werden zum Beispiel Wassermoleküle zu molekularem Wasserstoff und Hydroxidionen reduziert und Nitrationen zusammen mit Wassermolekülen zu Nitriten und Hydroxidionen. Der entstehende Wasserstoff entweicht gasförmig aus der Lösung:



Wichtig dabei ist, dass an der Kathode kein Umsatz fester Stoffe statt findet. Dadurch wird die Werkzeugelektrode durch den Prozess nicht verändert und kann fast unbegrenzt wiederverwendet werden. Im Folgenden können die an der Anode entstandenen Metallionen in der Lösung weiter reagieren und zum Beispiel als schwer lösliche Metallhydroxide schlammförmig ausfallen:



Diese Produkte müssen durch Spülung des Arbeitsspalt abtransportiert und von der Elektrolytlösung abgeschieden werden.

Die Menge der abgetragenen Werkstückmasse wird mit Hilfe des Faradayschen Gesetzes nach Gleichung (2.5) bestimmt. Das gilt allerdings nur dann, wenn tatsächlich die gesamte Ladungsmenge für den Abtrag des Elektrodenmaterials zum Einsatz kommt. In der Realität ist das nicht der Fall. Je nach Wahl des Elektrolyten und der Werkstoffpaarung kommt es zu abtragungswirksamen Nebenreaktionen, die den Wirkungsgrad des Prozesses senken. Zu diesen unerwünschten Reaktionen gehört zum Beispiel die Oxidation bzw. Reduktion der Wassermoleküle des Elektrolyten, so dass an der Anode molekularer Sauerstoff und an der Kathode

Wasserstoff gebildet wird oder die weitere Oxidation von bereits im Elektrolyten gelösten Metallionen.

Da die Geometrie des Arbeitsspalt es im Allgemeinen die Verteilung des Prozessstromes an den Elektroden bestimmt, wird über sie auch der Ort des Materialabtrages festgelegt. Somit kann es nötig sein, bestimmte Bereiche der Elektroden zu isolieren (z.B. lithografische Masken).

Der Elektrolyt hat neben dem Transport der Ladungsträger wesentlich mehr Aufgaben und muss sorgfältig ausgesucht werden. Dazu gehören der Abtransport der Prozessprodukte und die Kühlung des Arbeitsspalt es. Der Elektrolyt muss in seinen chemischen und elektrischen Eigenschaften möglichst stabil sein. Die am häufigsten eingesetzten Elektrolyte sind wässrige Natriumchlorid- $NaCl (aq)$ und Natriumnitratlösungen $NaNO_3 (aq)$ unterschiedlicher Konzentrationen. Weiterhin ist der Elektrolyt in hohem Maße für die Integrität der Anodenoberfläche verantwortlich. So erzeugen einige Elektrolyte, wie Natriumnitrat, auf der Anode Deckschichten, die einen weiteren elektrochemischen Abtrag des Werkstücks unterbinden. Diese Schichten werden Passivschichten genannt. Sie können in Form von festen oder porösen Oxidschichten, Molekülschichten oder Ablagerungen der Abtragprodukte auftreten. Auch das Anlagern von Gasschichten an die Elektroden ist möglich. Im Allgemeinen sind diese Schichten unerwünscht, da sie die Elektroden isolieren und somit den eigentlichen Prozess hemmen. In einzelnen Fällen ist diese Schicht jedoch zum Schutz von Teilen des Werkstücks vor ungewolltem Abtrag oder als zusätzliche Oberflächenvergütung erwünscht. Die Entstehung dieser Schichten ist vor allem vom Anodenpotential φ abhängig. Dies zeigt die Grafik in Abbildung 2.6 [6].

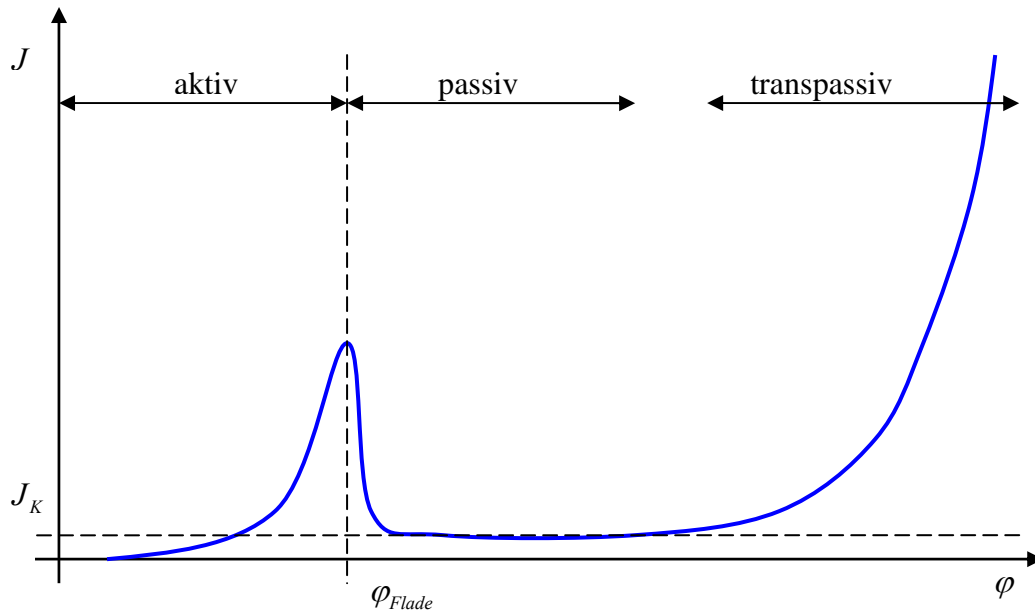


Abbildung 2.6:
Schematische Darstellung einer der typischen Verläufe der Stromdichte über dem Anodenpotential in einem passivierenden Elektrolyten. Restliche Prozessparameter konstant.

Mit dem aus $\varphi = 0V$ steigendem Anodenpotential beginnt die Stromdichte bis zum Erreichen des Flade-Potentials φ_{Flade} stetig zu steigen. Dies wird als aktiver Bereich bezeichnet. Mit Überschreiten dieses Potentials beginnt die Passivierung der Anodenoberfläche. Bereits eine geringe weitere Erhöhung des Anodenpotentials lässt die Stromdichte auf die Korrosionsstromdichte J_K zusammenbrechen und der passive Bereich beginnt, der sich über einen großen Potentialbereich erstreckt. Erst bei sehr hohen Anodenpotentialen beginnt der transpassive Bereich. Dort werden die passiven Schichten in Abhängigkeit von der Stromdichte abgebaut. Die Stromdichte und somit auch das Abtragsvolumen beginnen wieder zu steigen.

Die industrielle Gleichstrom-ECM arbeitet derzeit mit Stromquellen, die bis zu mehreren zehn Kiloampere liefern können. Dabei stellen sich Spannungen am Arbeitsspalt von $10V$ bis $20V$ ein. Die Genauigkeit beträgt dabei weniger als $100\mu m$ und wird maßgeblich von der Weite des Arbeitsspalt bestimmt. Die Spaltweite kann nicht beliebig verringert werden, da mit sinkender Spaltweite sich die Gefahr vergrößert, dass der Elektrolyt oder entstehende Gasbläschen von Funken oder Lichtbögen durchschlagen werden. Kleine Spaltweiten erhöhen den Anspruch an die Prozess- und Vorschubregelung. Um Arbeitsspalte mit geringen Weiten bei gleichbleibendem Abtragsvolumen weiterhin ausreichend kühlen und die Abtragprodukte ausspülen zu können, muss der Spüldruck und die Fließgeschwindigkeit stark vergrößert werden.

Die maximal zulässigen Stromdichten sind von der Kühlleistung des Elektrolyten und der Spülung abhängig. Der Spüldruck und das Spülvolumen dürfen jedoch nicht beliebig erhöht werden, da dies den Prozess destabilisiert und den hydrodynamischen Fehler vergrößert. Das bewirkt Defekte in der Anodenoberfläche, wie zum Beispiel Strömungsriefen [7].

Um diese Nachteile zu umgehen, kann der Prozessstrom gepulst werden (eng. Pulsed Electrochemical Machining: PECM). Auf diese Weise können sehr hohe Stromdichten bei kleineren Spaltweiten erzielt werden, ohne dass sich die Eigenschaften des im Arbeitsspalt vorhandenen Elektrolyten stark ändern. Während der Pulspause kann der Arbeitsspalt gekühlt und die Abtragprodukte ausgespült werden. Die Pause muss daher ausreichend lang bemessen sein. Durch die geringen Spaltweiten und die Verringerung des hydrodynamischen Fehlers verbessern sich die Integrität der Anodenoberfläche und die Genauigkeit des Prozesses. Zusätzlich ergibt sich die Möglichkeit, das Pulsmuster mit einer Bewegungsspülung zu kombinieren. Während der Pulspause können relevante Arbeitsspaltparameter, wie Spaltweite oder Elektrolytzustand, einfach erfasst werden.

2.4 Elektrochemische Mikrobearbeitung mit ultrakurzen Spannungspulsen (μ PECM)

Die μ PECM arbeitet nach demselben elektrochemischen Prinzip wie die klassische ECM. Es liegen identische Gesetze und Reaktionsgleichungen zu Grunde. Der Unterschied zur klassischen ECM besteht aus elektrochemischer Sicht darin, dass grundsätzlich mit Spaltspannungen unterhalb der Zersetzungsspannung U_z gearbeitet wird. Somit verschiebt sich der Arbeitsbereich in den linken Teil der Kennlinie nach Abbildung 2.5, der von den Gleichgewichtsvorgängen an der elektrochemischen Doppelschicht nach Butler-Volmer (Gleichung (2.8)) dominiert wird.

Bei der klassischen ECM wird die Verteilung des abtragwirksamen Nettostromes I_{netto} innerhalb des Arbeitsspaltess hauptsächlich bestimmt durch die Widerstandsverteilung im Elektrolyten. Der lokale Abtrag hängt somit dem Faradayschen Gesetz folgend (Gleichung (2.5)) in erster Näherung linear von der an der entsprechenden Stelle herrschenden Spaltweite h ab. Diesen Zusammenhang zeigt Abbildung 2.7.

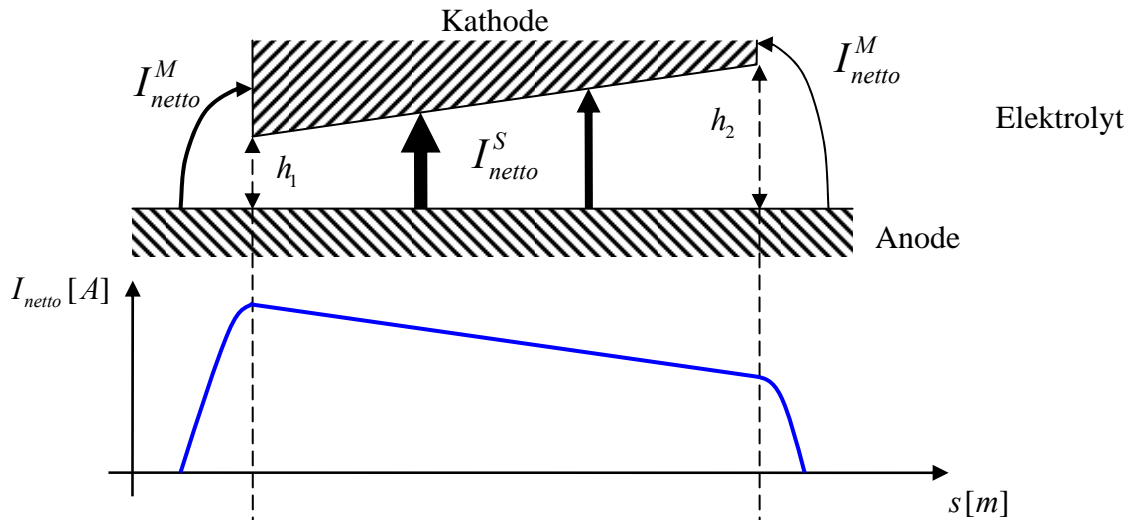


Abbildung 2.7:
Schematische Darstellung des abtragwirksamen Nettostromes I_{netto} in Abhängigkeit von der Spaltweite h .

In dem in Abbildung 2.7 dargestellten Fall fließen zum Beispiel neben den gewollten Strömen I_{netto}^S durch die Stirnfläche der Kathode auch hohe Ströme I_{netto}^M durch die Mantelfläche der Kathode, die nicht zu vernachlässigen sind. Diese Mantelströme treten außerhalb des Kathodenradius aus der Anodenoberfläche aus und erzeugen dort einen ungewollten Materialabtrag, der die Bearbeitungsgenauigkeit herabsetzt. Weiterhin arbeiten die meisten Energiequellen nach dem Prinzip konstanter (ECM) oder gepulster (PECM) Stromquellen. Das führt dazu, dass der Materialabtrag nur von der Energiequelle gesteuert wird. Das Ende der Bearbeitung muss genau detektiert und daraufhin die Energiequelle abgeschaltet werden. Dies beeinträchtigt ebenfalls die Genauigkeit.

Die μ PECM arbeitet basierend auf der Umladung der sich aus elektrochemischen Doppelschichten und Elektrolytwiderständen bildenden RC-Glieder [2][3]. Durch Anlegen von sehr kurzen Spannungspulsen zwischen Anode und Kathode ändert sich die Galvanispannung $\Delta\varphi$ entlang der Anodenoberfläche in Abhängigkeit von der Größe des räumlich verteilten Elektrolytwiderstandes. Abbildung 2.8 zeigt zwei ausgewählte RC-Elemente an einer beliebigen Elektrodenform und deren unterschiedliche Umladung bei einem kurzen Spannungspuls.

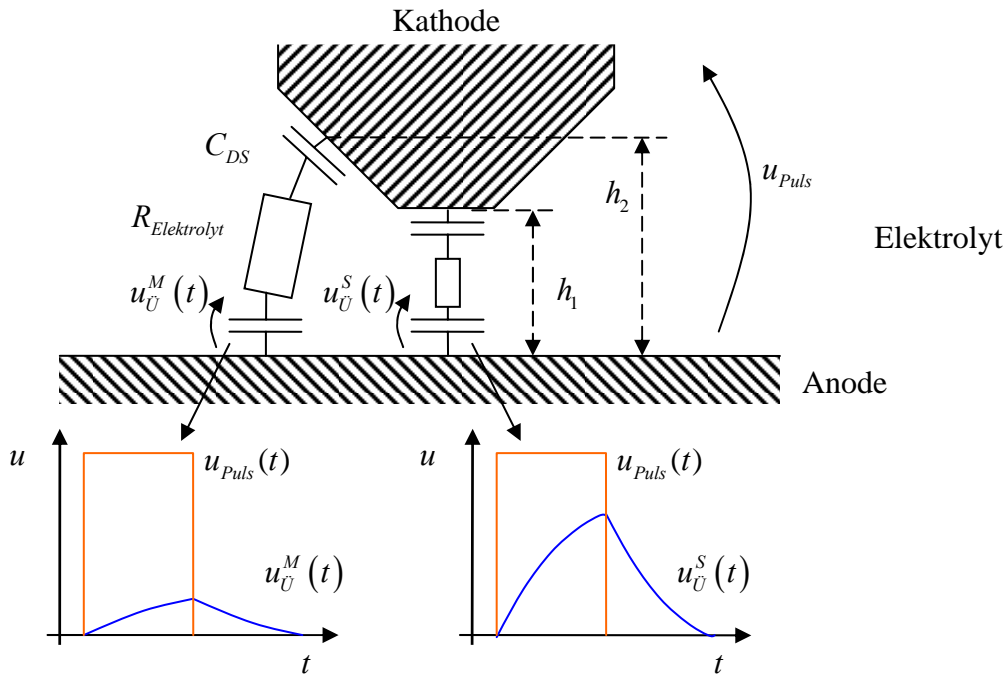


Abbildung 2.8:

Ersatzschaltbild und Abhängigkeit der Überspannungsverläufe $u_U(t)$ an der Doppelschichtkapazitäten C_{DS} in Abhängigkeit von der Verteilung der Elektrolytwiderstände $R_{Elektrolyt}$.

Die Aufladung der Doppelschichtkapazitäten C_{DS} erfolgt bei konstanter Pulsspannung $u_{Puls}(t) = U_{Puls}$ exponentiell mit der Zeit t nach:

$$u_U(t) = U_{Puls} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (2.12)$$

Die die Höhe der maximal entstehenden Überladung $\hat{u}_U(t)$ bestimmende Zeitkonstante τ ergibt sich zu:

$$\tau = R_{Elektrolyt} \cdot \frac{C_{DS}}{2}. \quad (2.13)$$

Unter Betrachtung der Zusammenhänge:

$$R_{\text{Elektrolyt}} = \frac{h}{\sigma \cdot A} \quad \text{und} \quad C_{DS} = C_{DS}^* \cdot A \quad (2.14)$$

ergibt sich aus Gleichung (2.13) die Zeitkonstante τ in Abhängigkeit von der spezifischen Leitfähigkeit σ der Elektrolytlösung, dem Kapazitätsbelag C_{DS}^* der elektrochemischen Doppelschichten und der Spaltweite h :

$$\tau = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{C_{DS}^*}{2} \cdot h. \quad (2.15)$$

Für eine sehr kurze Pulsdauer $t_i \ll \tau$ kann die Gleichung (2.12) als linear approximiert werden. Das lässt die Schlussfolgerung zu, dass nach Gleichung (2.12) und Gleichungen (2.15) die maximal erreichte Überspannung $\hat{u}_V(t)$ an einem bestimmten Teil der Doppelschichtkapazitäten direkt proportional zur dort herrschenden Spaltweite h ist:

$$\hat{u}_V(t) \sim h \quad (2.16)$$

Nach der Butler-Volmer-Gleichung (Gleichung (2.8)) und dem Faradayschen Gesetz (Gleichung (2.5)) steigt die anodisch abgetragene Werkstückmasse unter diesen Bedingungen exponentiell mit der Überspannung $\hat{u}_V(t)$ an der elektrochemischen Doppelschicht. Daraus folgt, dass ein anodischer Abtrag nur an den Stellen stattfindet, wo die Elektroden einen genügend kleinen Abstand zueinander haben. Sobald die Spaltweiten geringfügig größer werden, verringert sich der Anodenabtrag stark und der Abtrag geht gegen Null. Gleichfalls ist dieser Prozess weitestgehend selbstregulierend. Wenn der Vorschub der Elektroden stoppt, kommt der Materialabtrag nach Erreichen der durch die Pulsdauer t_i festgelegten Spaltweite selbstständig zum Erliegen, obwohl die Pulsenergiequelle weiterhin eingeschaltet bleiben kann. Mit der μ PECM können daher die Bearbeitungsgenauigkeiten und Aspektverhältnisse (Verhältnis aus Lochtiefe zu Durchmesser beim elektrochemischen Senken) besonders bei Mikrostrukturen um ein Vielfaches gegenüber der klassischen ECM verbessert werden.

Ein wichtiger Punkt bei dem Umladevorgang der Doppelschichtkapazitäten ist, dass der für das Laden und Entladen der Kapazitäten benötigte, pulsförmige prozesstragende Strom $i_p(t)$ (im Folgenden kurz Prozessstrom genannt) nicht abtragwirksam ist, da er nach Abbildung 2.3 lediglich die Doppelschichtkapazitäten C_{DS} und die Elektrolytwiderstände $R_{\text{Elektrolyt}}$ durch-

fließt. Der nach Gleichung (2.8) eigentlich für den anodischen Abtrag wirksame Nettostrom I_{netto} ist um einige Größenordnungen kleiner als der prozesstragende Strom. Daher kann er bei Messungen an realen Prozessen nur mit großem Aufwand ermittelt werden. Bei der Entwicklung von elektrischen Ersatzschaltbildern des μ PECM-Prozesses hinsichtlich der Schaltungssimulation und theoretischer Betrachtungen zur Dimensionierung der Pulsenergiequelle kann er im Allgemeinen vernachlässigt werden. Der Nettostrom I_{netto} fließt durch die Reihenschaltung aus Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$ und Durchtrittswiderstand $R_{Durchtritt}$ (vgl. Abbildung 2.3). Diese Reihenschaltung wird vom Durchtrittswiderstand dominiert, weil er wegen der geringen Galvanispannungen deutlich hochohmiger ist.

Im Gegensatz zur ECM müssen die Abtragprodukte wegen der geringen Spaltweiten von wenigen Mikrometern bei der μ PECM im Elektrolyten gelöst bleiben und dürfen nicht als feste Bestandteile ausfallen (vgl. Gleichung (2.11)). Daher dienen für die Bearbeitung spezielle Säuren, wie Essigsäure $C_2H_4O_2$, Salzsäure HCL oder Flusssäure HF als Elektrolyt.

Bei der Wahl des Verhältnisses zwischen Pulsdauer t_i und Pulsperiode T_p ist darauf zu achten, dass während der Pulspause t_0 neben Kühlung und Regeneration des Elektrolyten annähernd die gleiche Ladungsmenge, die während der Pulsdauer in die Doppelschichtkapazitäten hinein fließt, wieder heraus fließen muss. Über die Bearbeitungszeit hinweg muss sicher gestellt werden, dass die Elektroden nicht großflächig korrodieren. Dazu müssen die zeitlich gemittelten elektrischen Potentiale der Elektroden auf dem Ruhepotential φ_0 gehalten werden. Nur bei diesen Potentialen fließt kein störender abtragwirksamer Reaktions-Gleichstrom I_{netto} . Dies kann mit Hilfe eines Potentiostaten (beziehungsweise Bipotentiostaten) erreicht werden [2].

3 Modellierung eines elektrischen Ersatzschaltbildes für den Prozess der μ PECM

Bevor Schaltungssimulationen zur Untersuchung von Pulsenergiequellen für die μ PECM unternommen werden können, ist es notwendig, möglichst realistische Modelle des Arbeitsspalt und der Verbindungsleitungen zwischen Pulsenergiequelle und Arbeitsspalt zu erstellen. Anhand der in Abschnitt 2 gewonnen Erkenntnisse wird im Folgenden mit Hilfe eines numerischen Simulationsprogramms eine Elektrodenanordnung in ein elektrisches Modell umgesetzt und in einen Schaltungssimulator eingefügt. Das Modell muss die Möglichkeit besitzen, flexibel die Einstellung grundlegender Parameter, wie spezifischer Elektrolytleitwert oder Elektrodengröße, daran vornehmen zu können. Anschließend werden einige Untersuchungen zu den Verbindungsleitungen angestellt.

3.1 Überführung der Elektrodengeometrie in ein elektrisches Modell

Eine übliche, für Testzwecke bevorzugte Elektrodenanordnung besteht aus einer zylinderförmigen Werkzeugelektrode, die in eine plane Werkstückelektrode eingesenkt wird. Diese Anordnung soll als Grundlage für die folgenden Untersuchungen dienen.

Das zu erstellende Modell basiert auf dem in Abbildung 2.3 dargestellten elektrischen Ersatzschaltbild der elektrochemischen Doppelschicht. Wie bereits in Abschnitt 2.4 erläutert, kann der für den eigentlichen Abtrag zuständige Durchtrittswiderstand $R_{\text{Durchtritt}}$ vernachlässigt werden. Dieser ist für die Entwicklung der Pulsenergiequellen aus elektrotechnischer Sicht nicht von Bedeutung. Im Modell enthalten sind demnach die Doppelschichtkapazitäten C_{DS} und der Elektrolytwiderstand $R_{\text{Elektrolyt}}$.

Im Elektrolyten bildet sich ein räumlich verteiltes, elektrisches Strömungsfeld aus. Die Verteilung der darin fließenden (Nettoströme und) prozesstragenden Ströme, die im Folgenden kurz als Prozessströme I_p bezeichnet werden, ist abhängig vom spezifischen Leitwert σ des Elektrolyten und von der Elektrodengeometrie. Zur Vereinfachung der Simulation werden die Prozessströme I_p aufgeteilt in die Ströme I_p^M , die die Mantelfläche der Kathode verlassen, und die Ströme I_p^S , die von der Kathoden-Stirnfläche zur Anode fließen.

Um den Einfluss der Elektrodengeometrie auf die Mantelströme I_p^M zu ermitteln, wird das Simulationsprogramm „Q3D-Extractor®“ von Ansoft benutzt. Dieses Programm ermittelt aus beliebigen 3D-Strukturen verschiedener Material die darin enthaltenen parasitären Widerstände R , Induktivitäten L und Kapazitäten C . Abbildung 3.1 zeigt die für die Simulation genutzte Anordnung der Elektroden. Ein Prisma mit sechseckiger Grundfläche und endlicher spezifischer Leitfähigkeit repräsentiert die elektrolytische Lösung. Dessen Höhe beträgt 10 mm und der umfassende Radius beträgt 50 mm . Der absolute Wert der spezifischen Leitfähigkeit spielt in dieser Simulation noch keine Rolle, da nur die qualitative Widerstandsverteilung ermittelt wird. Die gesamte Grundfläche des Elektrolyt-Körpers stellt die Anode mit dem Nullpotential dar. In der Mitte besitzt der Elektrolyt-Körper eine bis zu dessen Grundfläche reichende Aussparung in Form der Kathode. Deren umfassender Radius beträgt $r_{k1} = 5,6\text{ mm}$. Die Oberfläche dieser Aussparung ist diskretisiert in $k = 16$ umlaufende Flächen, deren Breiten zur Grundfläche hin abnehmen und zehn Nanometer über der Grundfläche enden. Jeder dieser Flächen ist eine voneinander unabhängige elektrischen Quellen zugeordnet.

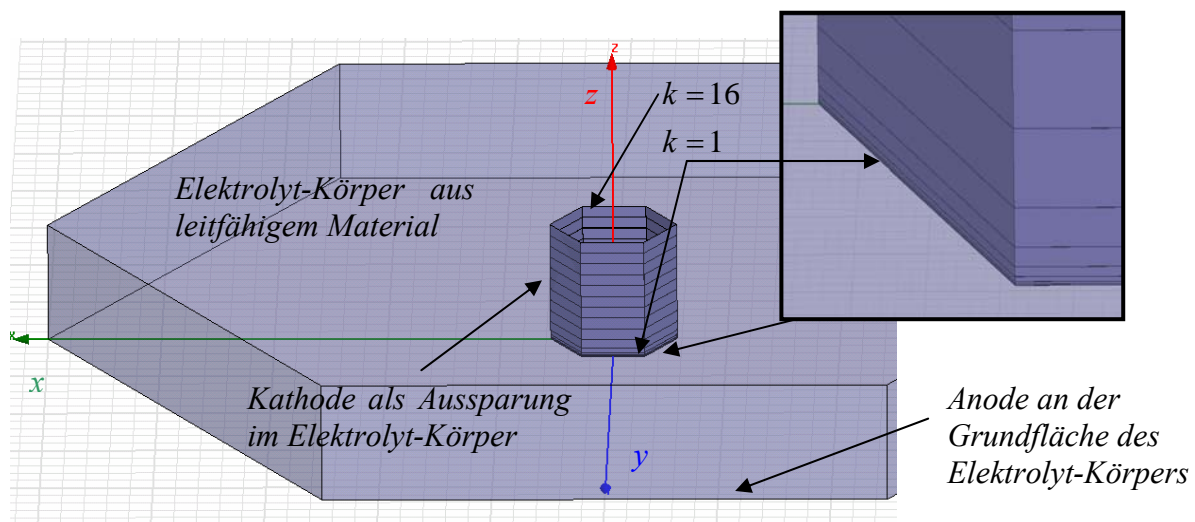


Abbildung 3.1:
3D-Modell der Elektrodengeometrie im Ansoft „Q3D-Extractor®“ für die numerische Ermittlung der Stromdichteverteilung der Kathoden-Mantelströme im Elektrolyten. Das Detailbild zeigt die Unterteilung der Kathoden-Oberfläche.

Während der Simulation ermittelt das Programm die Verteilung der aus der Kathoden-Mantelfläche austretenden Prozessströme im Elektrolytkörper. Daraus werden die k Eigenwiderstände und deren $k \cdot (k - 1)$ Kopplungen untereinander berechnet. Zusammen ergeben diese Werte eine $k \times k$ -Matrix \underline{R}_1 , die das ohmsche Verhalten des Elektrolytblocks vollstän-

dig beschreibt, abgesehen von geringen numerischen Fehlern. In Abbildung 3.2 ist die simulierte Stromdichteverteilung im Elektrolyt-Körper an der Kathode grafisch dargestellt.

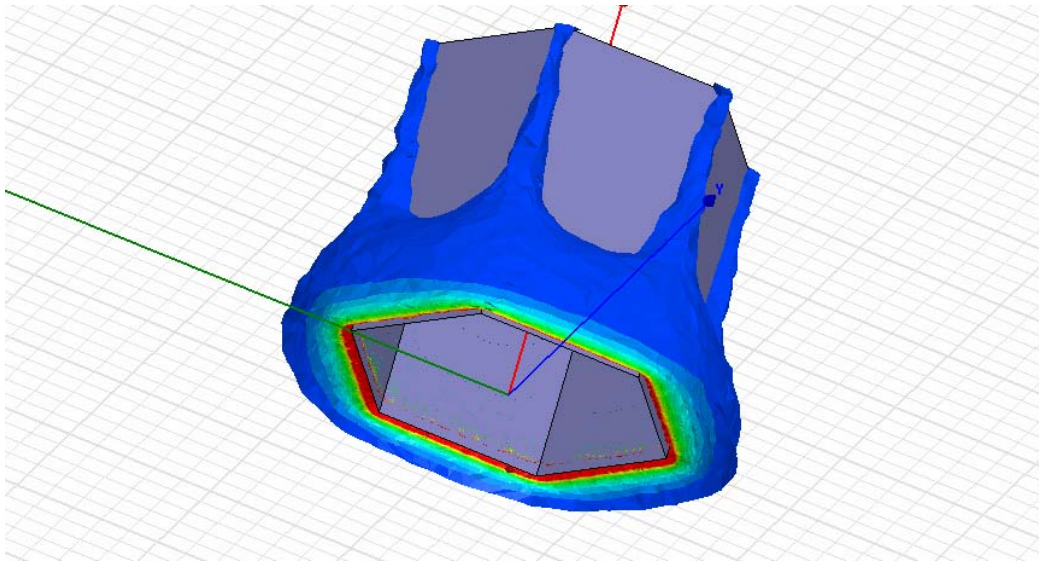


Abbildung 3.2: Darstellung ausgewählter Isoflächen der Stromdichteverteilung im Elektrolyten um die Kathode (Stromdichte von rot nach blau abnehmend). Der Elektrolyt-Körper ist hier durchsichtig.

Das Simulationsprogramm erzeugt aus der errechneten Matrix \underline{R}_1 eine Spice-kompatible Ersatzschaltung in Form einer Netzliste. Diese besitzt jeweils einen Anschluss $n1...n16$ für die Kontaktierung der 16 Kathodenmantelteilflächen, einen Anschluss $nspalt$ für die Kathoden-Stirnfläche und einen Anschluss $n17$ für die Anode. Die Schaltung wird konvertiert und als neues Bauelement in die Bibliothek des Schaltungssimulators „Saber® Designer“ von Synopsys® eingefügt.

Die berechnete Widerstandsmatrix \underline{R}_1 gilt lediglich für den oben genannten Kathodenradius $r_{k1} = 5,6\text{ mm}$. Um die Änderung der Widerstandsmatrix \underline{R}_1 bei sich änderndem Kathodenradius r_k nachzubilden, wird die Simulation der Anordnung mit einem Kathodenradius $r_{k2} = 0,028\text{ mm}$ wiederholt. Alle weiteren Werte werden durch lineare Interpolation beziehungsweise Extrapolation ermittelt. Der Kathodenradius r_k wird über eine Benutzer-Variable an die Netzliste übergeben. Die Eigenwiderstände werden anschließend durch eine weitere Benutzer-Variable σ dividiert. Diese ermöglicht die Eingabe eines gewünschten spezifischen elektrischen Leitwertes σ der Elektrolytlösung in das Modell.

Durch zusätzliche Einträge in die Netzliste wird das Modell vervollständigt: Aus dem Kathodenradius r_k , der Spaltweite h und dem Kapazitätsbelag der elektrochemischen Doppel-

schichten C_{DS}^* wird analytisch der Spaltwiderstand R^S für die Ströme I_p^S durch die Kathodenstirnfläche über

$$R^S = \frac{h}{\pi \cdot r_K^2 \cdot \sigma} \quad (3.1)$$

bestimmt. Die Doppelschichtkapazitäten an der Kathodenstirnfläche C_{DS}^S und an den einzelnen Teilflächen der Kathodenmantelfläche $C_{DS\ n}^M$ werden mittels

$$\begin{aligned} C_{DS}^S &= \pi \cdot r_K^2 \cdot C_{DS}^* \cdot 10^{-6} \\ C_{DS\ n}^M &= 2\pi \cdot r_K \cdot \delta \cdot C_{DS}^* \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (3.2)$$

berechnet. Die Variable δ steht hier für die Höhe der jeweiligen Mantel-Teilfläche. In Abbildung 3.3 ist das fertige Saber®-Modell der Elektrodenanordnung in einer Testschaltung dargestellt.

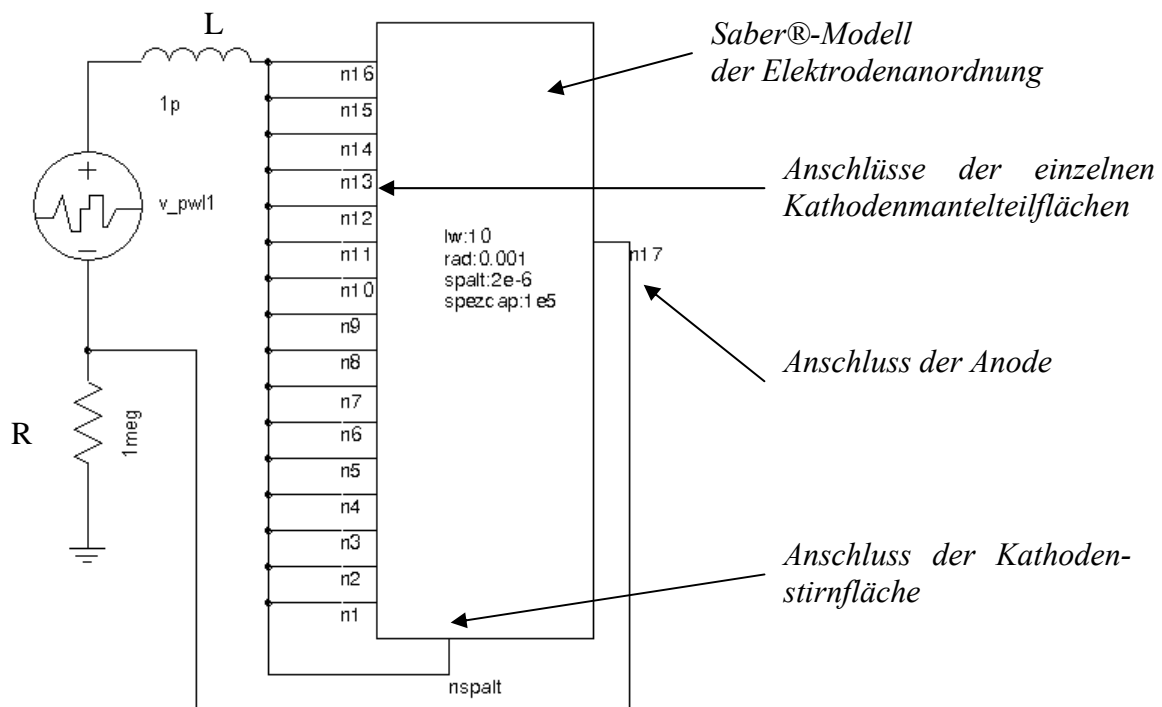


Abbildung 3.3:
Saber®-Modell der Elektrodenanordnung in einer Testschaltung.

3.2 Verifizierung des Modells an Hand von Messwerten aus der Literatur

Zur Überprüfung des in Abschnitt 3.1 erstellten elektrischen Spaltmodells wird auf die Messergebnisse aus der Literatur zurückgegriffen. In der Dissertationsschrift von Frau Dr. Viola Kirchner „Elektrochemische Mikrostrukturierung mit ultrakurzen Spannungspulsen“ [2] werden die Verläufe von Strom- und Spannungspulsen an einer zylinderförmigen Platinkathode mit dem Radius $r_k = 25 \mu m$ und einer planen Kupferanode in einem Elektrolyten mit einem spezifischen Leitwert von $\sigma = 5 \frac{S}{m}$ veröffentlicht. Die Anordnung kann mit dem Simulationsmodell gut nachgebildet werden. Es müssen lediglich die oben genannten Werte in das Modell eingegeben werden. Um den Fehler bei der Spaltweite $h = 20 \mu m$ zu minimieren, werden die Anschlüsse $n1$ und $n2$ des Modells nach Abbildung 3.3 hochohmig mit Masse verbunden. Der Grund dafür wird in Abschnitt 3.3 näher erläutert. Die Gegenüberstellungen der Messwerte und der Simulationsergebnisse sind in Abbildung 3.4 und Abbildung 3.5 dargestellt.

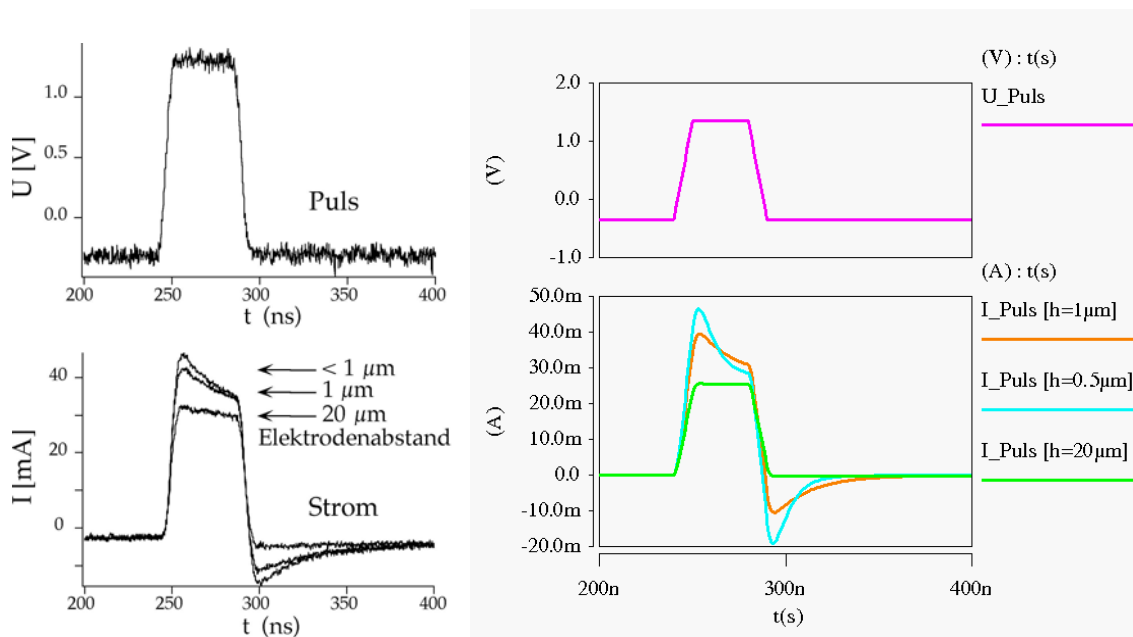


Abbildung 3.4 (links):

„Einzelner Spannungspuls zwischen Werkstück- und Werkzeugelektrode und Stromtransienten für unterschiedliche Abstände zwischen den Elektroden. Bei kleinen Abständen weist eine Ladestromspitze auf die Umladung der Doppelschichtkapazität der vordersten Bereiche der Elektrode hin. Gemessen mit planpoliertem $50 \mu\text{m}$ Pt-Draht und Kupferblech [...]“ [2]

Abbildung 3.5 (rechts):

Zum Vergleich simulierte Strom- und Spannungsverläufe in Abhängigkeit der Spaltweite h zur in Abbildung 3.4 erläuterten Elektrodenanordnung.

Die Übereinstimmung zwischen Simulation und Realität ist gegeben. Die Abweichungen sind hauptsächlich darauf zurückzuführen, dass im Gegensatz zur Simulation in der Realität keine idealen zylinderförmigen Elektroden zur Verfügung stehen. Hinzu kommen die im Abschnitt 3.3 erläuterten Ungenauigkeiten des Simulationsmodells. Unklar ist die Genauigkeit der Strom- und Spannungserfassung bei der Messung in Abbildung 3.4.

Der Pulsstrom i_p setzt sich aus dem Strom i_p^S durch die Stirnfläche der Kathode und dem Strom i_p^M durch die Mantelfläche zusammen. Bei großen Spaltweiten von $h = 20 \mu\text{m}$ fließt der Pulsstrom hauptsächlich durch die Mantelfläche der Kathode. Nähern sich die Elektroden einander an, sinkt der Widerstand zwischen Kathodenstirnfläche und Anode. Der Strom durch die Stirnfläche steigt an und bildet durch die Aufladung des RC-Gliedes die typische Stromspitze.

Durch die Simulation ist es möglich, die den Abtrag bestimmende, lokal unterschiedliche Aufladung der elektrochemischen Doppelschichten zu visualisieren. Die Abbildung 3.6 zeigt

die Verläufe der Überspannungen $u_{\bar{v}}(t)$ an den Doppelschichtkondensatoren an verschiedenen Stellen der Kathode für die oben beschriebene Versuchs- und Simulationsanordnung.

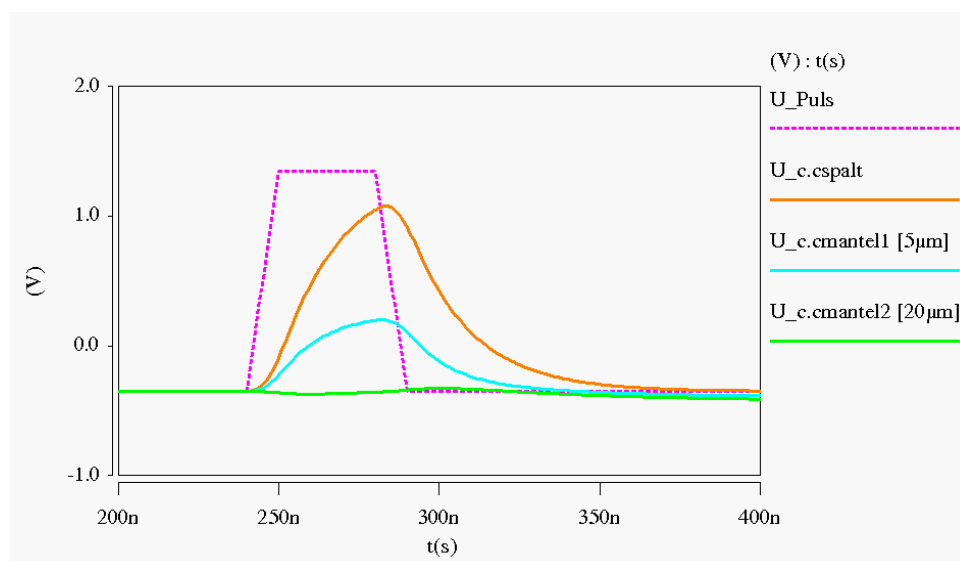


Abbildung 3.6

Spannungspuls $u_{puls}(t)$ zwischen Kathode und Anode verursacht unterschiedlich starke Aufladungen der Doppelschichtkapazitäten entlang der Kathoden-Oberfläche:

U_Puls Verlauf der Prozessspannung $u_{puls}(t)$

$U_c.spalt$ Überspannung $u_{\bar{v}}(t)$ an der Stirnfläche der Kathode

$U_c.mantel1$ Überspannung $u_{\bar{v}}(t)$ an der Mantelfläche $5\ \mu m$ über der Stirnfläche

$U_c.mantel2$ Überspannung $u_{\bar{v}}(t)$ an der Mantelfläche $20\ \mu m$ über der Stirnfläche

Mit wachsender Entfernung zwischen Anode und der betrachteten Stelle auf der Kathode sinkt die maximale erreichte Spannung über den Doppelschichten.

3.3 Grenzen des Modells

Das vorgestellte Simulationsmodell ist wie jedes Modell nur eine Näherung der Realität. Vereinfachungen sind dabei im Hinblick auf Umfang und Komplexität des Modells unumgänglich. Diese Vereinfachungen müssen bei der Anwendung des Modells bekannt sein und berücksichtigt werden. Im Folgenden werden die Einschränkungen des Modells erläutert.

Die Abhängigkeiten zwischen dem Kathodenradius r_K und den Elementen R_{nm} der Widerstandsmatrix \underline{R} sind im Modell, wie in Abbildung 3.7 dargestellt, als linear zwischen zwei Stützpunkten angenommen. Die Änderungen der Kopplungen werden dabei ganz vernachlässigt. Der Zusammenhang zwischen beiden Werten ist in der Realität aber wesentlich komple-

er. Somit verliert das Modell mit zunehmender Entfernung von den Stützradien r_{K1} und r_{K2} an Genauigkeit. Zur Verbesserung des Modells müssen deutlich mehr Stützpunkte ermittelt und in den entsprechenden Zusammenhang gebracht werden.

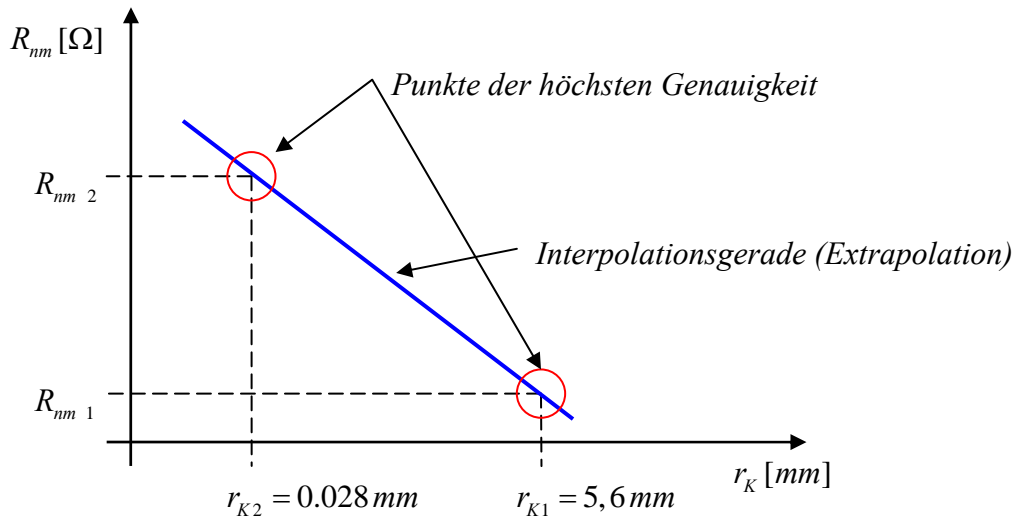


Abbildung 3.7:

Inter- und Extrapolation der Elemente R_{nm} der Widerstandsmatrix \underline{R} über die Kathodenradien r_K . Zwei Stützpunkte $R_{nm 1}(r_{K1})$ und $R_{nm 2}(r_{K2})$.

Das Modell gilt wegen der fehlenden Kopplung zwischen den Mantelströmen und Stirnflächenströmen nur für kleine Verhältnisse von Spaltweite h zu Kathodenradius r_K . Bei großen Spaltweiten ist eine Kopplung zwischen den genannten Strömen nicht mehr zu vernachlässigen.

Bei der Ermittlung aller Widerstände und Kopplungen werden frequenzabhängige Stromverdrängungseffekte, wie der Skin-Effekt vernachlässigt. Die Simulation berücksichtigt lediglich den Gleichstrom-Fall.

Die Spaltweite h nimmt im Modell keinen Einfluss auf die Mantelströme I_p^M beziehungsweise auf die Widerstandsmatrix \underline{R} . Eine Abweichung der Spaltweite h von der bei der Ermittlung der Widerstandsmatrix zu Grunde gelegten Spaltweite $h = 1 \mu\text{m}$ muss berücksichtigt werden, indem die entsprechenden Anschlüsse $n1...nx$ der Teilflächen des Kathodenmantels hochohmig mit Masse verbunden werden. Das gleiche gilt für die Gesamthöhe der in den Elektrolyten eingetauchten Kathode. Bei der Simulation wird davon ausgegangen, dass sich zirka 17 mm der Kathode in der Elektrolytlösung befinden. Ist die Kathode weniger tief in die Elektrolytlösung eingetaucht, müssen entsprechende Anschlüsse $n16...nx$ hochohmig mit

Masse verbunden werden. Das Nachbilden einer teilweise in das Anodenmaterial eingesenkten Kathode ist nur durch Eingriff in die Netzliste des Modells möglich. Dabei wird zu der Kathoden-Stirnfläche $\pi \cdot r_k^2$ der eingesenkte Teil der Kathodenmantelfläche addiert. Dies müsste zu den Berechnungen der Stirnflächenkapazität C_{DS}^S nach Gleichung (3.2) und des Spaltwiderstandes R^S nach Gleichung (3.1) ergänzt werden. Diese Methode ist jedoch nur eine grobe Näherung, da mit Fortschreiten der Einsenkung die Spaltweite am eingesenkten Teil der Kathodenmantelfläche deutlich größer wird, als die Spaltweite h an der Kathodenstirnfläche.

3.4 Elektrische Verbindung von Pulseinheit und Prozess

Zur Abschätzung der Zuleitungsinduktivitäten wird davon ausgegangen, dass die Verbindung zwischen der Pulseinheit und dem Prozess, wie in Abbildung 3.8 gezeigt, die Form einer rechteckigen Leiterschleife mit den Kantenlängen a und b und einen Leiterradius von $r_L = 2\text{ mm}$ besitzt. Somit setzt sich die Gesamtinduktivität des Systems aus vier Eigeninduktivitäten L_1 bis L_4 und den Koppelinduktivitäten M_{13} und M_{24} zwischen den parallel geführten Leiterabschnitten zusammen. Magnetische Kopplungen zwischen den senkrecht zueinander geführten Leiterabschnitten sind praktisch nicht vorhanden. Solange das Verhältnis $\left| \frac{a}{b} \right| \cong 1$ gegeben ist, kann davon ausgegangen werden, dass die Leitungskapazitäten gegenüber anderen, parallel geschalteten Kapazitäten, wie der Ausgangskapazität der Pulsenergiequelle, vernachlässigbar gering sind.

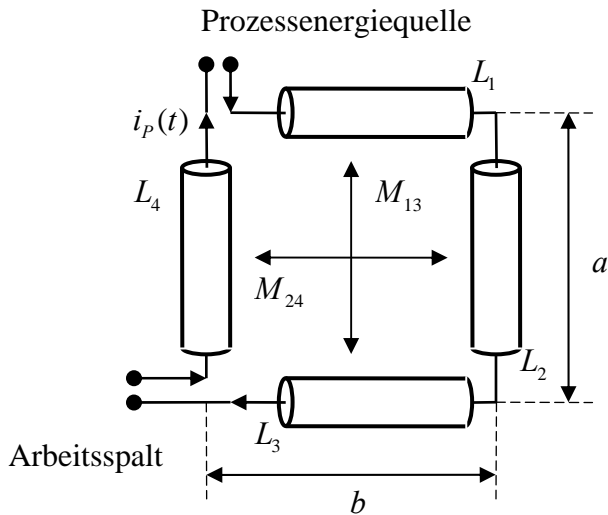


Abbildung 3.8:
 Schema zur Abschätzung der Zuleitungsinduktivitäten mit den Eigeninduktivitäten L_n und den Koppelinduktivitäten M_{nm} .

Aus bekannten Versuchsaufbauten kann in erster Näherung eine Kantenlänge der Zuleitungen von rund $a = b = 50\text{ mm}$ abgeschätzt werden. Diese Anordnung wird mit Hilfe des Simulationsprogramms „Q3D-Extractor®“ von Ansoft numerisch untersucht. Das entsprechende 3D-Modell ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

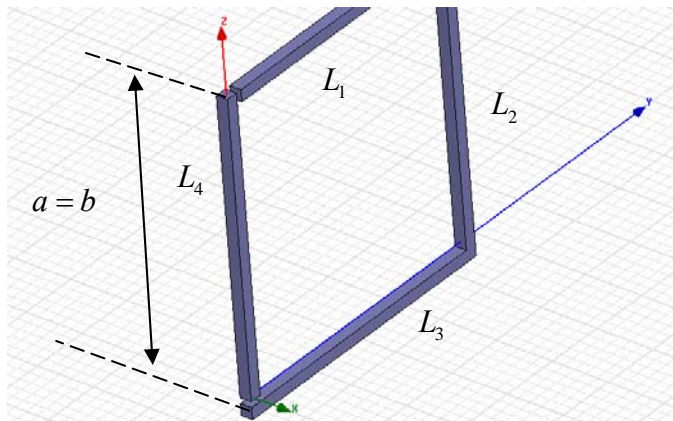


Abbildung 3.9:
 3D-Modell zur numerischen Ermittlung der Zuleitungsinduktivitäten. Die Kantenlänge der quadratischen Leiterschleife: $a = b = 50\text{ mm}$, Kantenlänge der Drahtquerschnittsfläche: 2 mm .

Die Eigeninduktivitäten sind auf Grund der Symmetrie gleich groß und liegen bei rund $L_n \cong 36\text{ nH}$. Die Koppelinduktivitäten betragen $M_{13} = M_{24} = -4.2\text{ nH}$. Das entspricht einem Koppelfaktor k von:

$$k = \frac{|M_{nm}|}{\sqrt{L_n \cdot L_m}} = 0,12. \quad (3.3)$$

Die Gesamtinduktivität L_{ges} der Leiterschleife lässt sich berechnen zu:

$$L_{ges} = \sum_n L_n + \sum_{n,m} 2M_{nm} = 127 \text{ nH}. \quad (3.4)$$

Ein anderer Ansatz zur Ermittlung der Gesamtinduktivität dieser Anordnung führt über die Betrachtung der parallel geführten Leitungsabschnitte als Doppelleitung (Rundleiter). Für die Berechnung der Induktivität einer (unendlich langen) Doppelleitung mit dem Radius $r_L = 2 \text{ mm}$ existiert eine analytisch geschlossene Lösung [15]:

$$L_1 + L_3 + 2M_{13} = \frac{\mu}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{4} + \ln \frac{a}{r_L} \cdot b \right)$$

und

$$L_2 + L_4 + 2M_{24} = \frac{\mu}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{4} + \ln \frac{b}{r_L} \cdot a \right). \quad (3.5)$$

Zusammen mit Formel (3.4) ergibt sich die Gesamtinduktivität $L_{ges} = 139 \text{ nH}$.

Als Resultat kann gesagt werden, dass mit dem Auftreten von Zuleitungsinduktivitäten von bis zu $L_{ges} \cong 150 \text{ nH}$ zu rechnen ist.

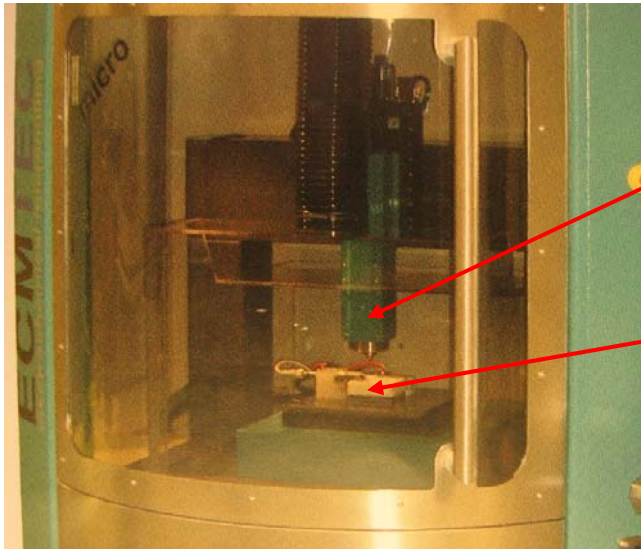
4 Pulseinheiten für den μ PECM-Prozess

4.1 Allgemeine Anforderungen

Die Aufgabe einer Pulseinheit ist es, die von einer elektrischen Energiequelle bereit gestellte Energie aufzubereiten und dem Arbeitsspalt in Form von Strom- oder Spannungspulsen zuzuführen. Die angestrebten Grenzparameter der Pulseinheit liegen bei einem Prozessstrom von $\hat{i}_p(t) = 100 A$ und einer Pulsspannung von $\hat{u}_{puls}(t) = 10V$. In Kombination mit der Pulsdauer im Bereich von $100 ns < t_i < 10 \mu s$ ergeben sich die in den folgenden Abschnitten erläuterten Anforderungen an die Pulseinheit und deren Komponenten.

Die Pulseinheit soll nahezu rechteckige Spannungspulse zwischen Anode und Kathode erzeugen. Die Pulsmuster, die von einem externen Steuergerät generiert werden, müssen an die Pulseinheit übertragen werden. Dazu ist ein entsprechendes, in Abschnitt 4.2 erläutertes, Verfahren zur Übertragung dieser Signale nötig. Eine Komponente der Pulseinheit ist somit der Empfänger der Steuersignale. Weiterhin muss in der Pulseinheit eine Möglichkeit integriert sein, um die für den Prozess wichtigen elektrischen Parameter, wie zum Beispiel der Verlauf des Prozessstroms $i_p(t)$, zu erfassen. So beschäftigt sich Abschnitt 4.3 mit der Komponente zur Erfassung dieser Größen. Diese werden an eine externe Schaltung zur Regelung des Prozesses übergeben. Liefert diese Schaltung ein Signal, das einen Kurzschluss anzeigt, muss die Pulseinheit sehr schnell in einen entsprechenden Schutzzustand gebracht werden.

Zur Minimierung der in Abschnitt 3.4 untersuchten Zuleitungsinduktivitäten ist die Pulseinheit der Pulsenergiequelle so nahe wie möglich am Arbeitsspalt positioniert. Dies ist beschränkt durch die für die Bearbeitung nötige Bewegungsfreiheit der Elektroden und durch die Elektrodenkontaktierungen. Daher ist vorgesehen, die Pulseinheit in den Bearbeitungskopf der μ PECM-Maschine zu integrieren. In Abbildung 4.1 ist ein Prototyp eines Bearbeitungskopfes in einer μ PECM-Maschine der Firma ECMTEC mit den dazugehörigen Komponenten dargestellt.



Bearbeitungskopf mit Spannvorrichtung für die Werkzeugelektrode und integrierter Pulseinheit der Energiequelle

Werkstückelektrode im Elektrolytbad

Abbildung 4.1: Einblick in die µPECM-Anlage der Firma ECMTEC. Integration der Pulseinheit in den Bearbeitungskopf zur Minimierung der Zuleitungsinduktivitäten.

Aus diesem Grund ist der für die Pulseinheit und deren unmittelbare Peripherie, wie Kühlung und Messsysteme, zur Verfügung stehende Platz begrenzt. Daher ist bei der Entwicklung der Pulseinheit, bei der Bauteileauswahl und beim Layout auf geringste Baugröße zu achten.

Bei der Entwicklung einer passenden Schaltungstopologie für die Pulseinheit ist zu beachten, dass sich das elektrische Verhalten des Arbeitsspalt über weite Bereiche ändern kann. Zwar bleibt der Betrag der Doppelschichtkapazitäten C_{DS} weitestgehend konstant, jedoch verändern sich die Beträge und die Verteilungen des elektrischen Strömungsfeldes im Elektrolyten in Abhängigkeit von den Positionen der Elektroden sehr stark. Besonders deutlich wird dieser Sachverhalt an einer Elektrodenanordnung nach Abbildung 4.2 bestehend aus zwei sich gegenüberliegenden Halbkugeln. Zu Beginn der Bearbeitung (Abbildung 4.2 links) müssen die Prozessströme $i_p(t)$ sehr weite Strecken im Elektrolyten zurücklegen. Lediglich im rot markierten Bereich werden die Doppelschichtkapazitäten soweit umgeladen, dass ein Abtrag statt findet. Der dazu typische, schematische Verlauf des Prozessstromes $i_p(t)$ ist darunter dargestellt. Er weist zu Beginn nur eine kleine Spitze auf, hervorgerufen durch die Aufladung der Kapazitäten in den rot markierten Strompfaden.

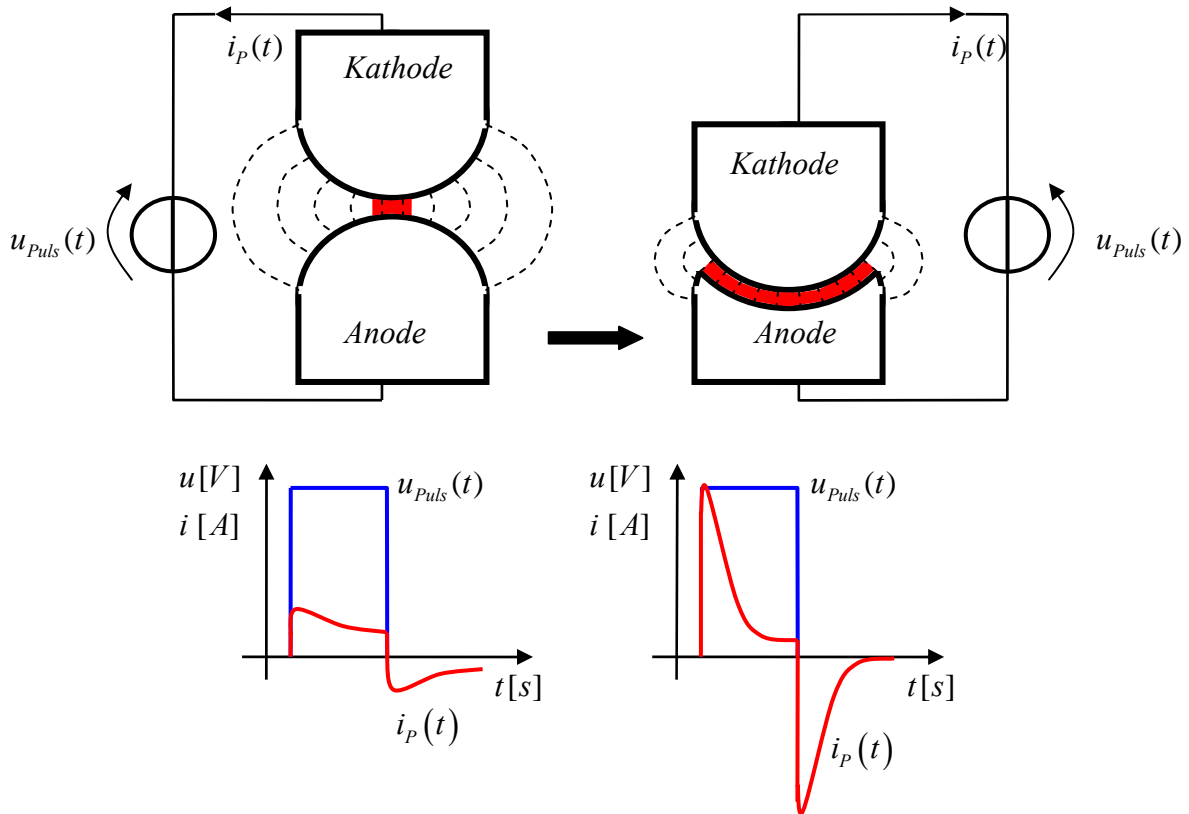


Abbildung 4.2:

Schematische Darstellung von Elektrodenanordnungen aus zwei sich gegenüberliegenden Halbkugeln. Die rot unterlegten Bereiche kennzeichnen die Bereiche, wo ein nennenswerter Abtrag stattfindet. Darunter jeweils die schematischen Verläufe der Pulsspannungen $u_{Puls}(t)$ und Prozessströme $i_p(t)$.

Im Verlauf des Prozesses wird unter Nachführung der Kathode Anodenmaterial abgetragen, bis eine Anordnung ähnlich dem rechten Teil von Abbildung 4.2 entstanden ist. Hier wird ein wesentlich größerer Teil der Doppelschichtkapazitäten abtragwirksam umgeladen, kenntlich gemacht durch rot unterlegte Bereiche. Die dafür benötigte Ladung macht sich im schematischen Verlauf des typischen Prozessstromes $i_p(t)$ als Spitze bemerkbar.

Weiterhin behindert die Zuleitungsinduktivität L_{ges} (Abschnitt 3.4) jede Änderung des Prozessstromes $\frac{di_p(t)}{dt}$ durch das Erzeugen einer induktiven Gegenspannung $u_L(t)$:

$$u_L(t) = L_{ges} \frac{di_p(t)}{dt}. \quad (4.1)$$

Diese macht sich besonders bei den großen positiven Prozessstromänderungen zu Beginn des Strompulses bemerkbar. Im Hinblick auf die Entwicklung einer Schaltungstopologie für die

Pulseinheit könnte man zur Kompensation der Induktionsspannung $u_L(t)$ zu Beginn des Pulses für eine kurze Zeit t_q eine höhere Spannung U_q an das System aus Zuleitung und Prozessspalt anlegen. Somit wären zu Beginn des Pulses fast beliebig hohe Stromänderungen $\frac{di_p(t)}{dt}$ realisierbar. Das Problem daran ist jedoch, dass t_q und U_q davon abhängen, wie groß der Spitzenwert des Prozessstromes $\hat{i}_p(t)$ werden wird. Feste Werte für die Parameter sind somit nicht zulässig. Es müsste vor jedem Puls (beziehungsweise Pulsgruppe) der Zustand des Arbeitsspalt es ermittelt und t_q und U_q daran angepasst werden. Dieser Vorgang ist allerdings zu aufwändig, als dass er in der Pulspause t_0 , die unter Umständen nur 100 ns betragen kann, durchgeführt werden kann. Aus demselben Grund ist die Verwendung von gepulsten Stromquellen, wie sie oft bei der konventionellen PECM eingesetzt werden, unzulässig.

Ein weiterer Ansatz ist, die Doppelschichtkapazitäten mit Hilfe eines geladenen Kondensators umzuladen. Über die Kapazität und die Ladespannung des Kondensators wird die zu übertragende Ladungsmenge festgelegt. Aber auch dieser Ansatz ist für die μ PECM aus den oben genannten Gründen nicht realisierbar.

Die in dieser Arbeit untersuchten Schaltungstopologien sind der klassische Push-Pull-Treiber (engl. Stossen-Ziehen) (Abschnitt 4.4) und zwei Versionen eines geregelten Treibers (Abschnitt 4.5). Der Push-Pull-Treiber ist die Topologie, die in den bereits existierenden, mit geringen Prozessströmen arbeitenden Versuchsanordnungen eingesetzt wird. Es wird untersucht, inwiefern diese Topologie aus prozesstechnologischer Sicht auch für höhere Ströme anwendbar ist und wo ihre Grenzen liegen. Der geregelte Treiber ist eine Applikation analoger Verstärker, die es möglich macht, die Einflüsse der Zuleitungsinduktivität L_{zl} auf die Verläufe von Prozessstrom $i_p(t)$ und Pulsspannung $u_{puls}(t)$ analog zu erfassen und in Echtzeit mit Hilfe schneller Regelkreise auszugleichen.

4.2 Signalübertragung zwischen Pulsmustererzeugung und Pulseinheit

In der Leistungselektronik werden zur Übertragung von Steuersignalen überwiegend optische Verfahren, wie Lichtwellenleiter genutzt. Diese haben die Vorteile, dass die Übertragung unempfindlich ist gegen elektromagnetische Störungen und gleichzeitig eine galvanische Trennung zwischen Steuer- und Leistungselektronik sichergestellt wird. Dieses Verfahren ist allerdings, bedingt durch die Wandlung von elektrischen Signalen in optische und zurück in

elektrische Signale, vergleichsweise langsam. Außerdem sind die Ein- und Ausschaltverzögerungen voneinander verschieden, so dass große Pulsweiten-Verzerrungen entstehen. Für eine Pulsdauer im Bereich von $t_i = 100\text{ ns}$ ist eine optische Übertragung der Signale nicht zweckmäßig.

Eine geeignete Alternative ist die elektrische Übertragung der Steuersignale mit Hilfe von PECL-Leitungstreibern (Abbildung 4.3) [16]. Die Transistoren arbeiten bei der PECL im Gegensatz zu CMOS oder TTL im linearen Bereich der Transistorübertragungskennlinie. Daher besitzen PECL-Treiber Schaltzeiten von nur wenigen Nanosekunden. Um die Störfestigkeit des Systems zu verbessern, erfolgt die Übertragung durch das Kabel in Form von Differenzspannungen.

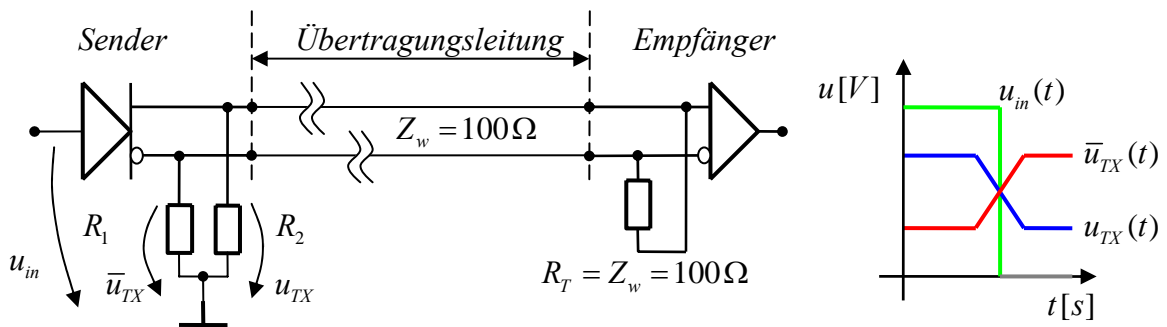


Abbildung 4.3:

Die Übertragung der Steuersignale mit Hilfe eines PECL-Leitungstreibers und eines PECL-Empfängers. $R_1 = R_2 = 200\ \Omega$ sind für die Funktion des Treibers notwendig. Prinzip der differentiellen Signalübertragung an Hand der Verläufe der Ausgangsspannungen $u_{TX}(t)$, $\bar{u}_{TX}(t)$ und der Eingangsspannung $u_{in}(t)$ des Senders (rechts).

Die elektrische Verbindung zwischen Sender und Empfänger wird durch ein handelsübliches SATA-Kabel aus dem Bereich der elektronischen Datenverarbeitung hergestellt. Dieses besitzt eine Wellenimpedanz von $Z_w = 100\ \Omega$. Die Eingänge des Signalempfängers müssen an diese Impedanz angepasst sein. Als Leitungstreiber und Empfänger wird der TB5T1 von Texas Instruments ausgewählt.

4.3 Prozessstromerfassung

Zur Steuerung, Regelung und Überwachung des μ PECM-Prozesses ist es notwendig, den Verlauf des Prozessstromes $i_p(t)$ zu erfassen. An das Messsystem werden durch die Dynamik der auftretenden Ströme sehr große Anforderungen gestellt. Es müssen Ströme im Bereich $0A < i_p(t) < 100A$ erfasst werden. Bei einer Pulsperiode von $T_p = 200ns$ besitzt bereits die Grundwelle des Pulsstromes eine Frequenz von $f = 5MHz$. Um auch die Oberwellen des Stromes hinreichend erfassen zu können, ist somit eine Bandbreite des Messsystems von wenigstens $50MHz$ bis $100MHz$ nötig. Handelsübliche Strommesssysteme dieses Leistungsbereiches für den Industrieinsatz, wie Stromübertrager, Kompensationswandler oder magnetoresistive Wandler, besitzen neben anderen Nachteilen eine deutlich geringere Bandbreite von bestenfalls einigen wenigen Megahertz.

Da eine galvanische Trennung des Messwertes nicht notwendig ist, kann die Strommessung an Shuntwiderständen vorgenommen werden. Shuntwiderstände sind in allen Widerstandsgrößen R_{nenn} und Leistungsklassen verfügbar. Sie besitzen verhältnismäßig kleine Abmessungen, sind einfach in eine Schaltung integrierbar und liefern ein niederimpedantes Messsignal. Beim Einsatz von Shuntwiderständen im genannten Leistungs- und Frequenzbereich treten hauptsächlich zwei Probleme auf. Zum einen vergrößert sich wegen des Skin-Effekts der ohmsche Widerstand des Shunts mit steigender Frequenz f des Messstromes. Zum anderen erzeugt die Eigeninduktivität L_s des Shunts eine der Pulsstromänderung $\frac{di_p(t)}{dt}$ proportionale Induktionsspannung, die das Messergebnis verfälscht. Diese parasitären Elemente können in einem Ersatzschaltbild eines Schuntwiderstandes (Abbildung 4.4) dargestellt werden.

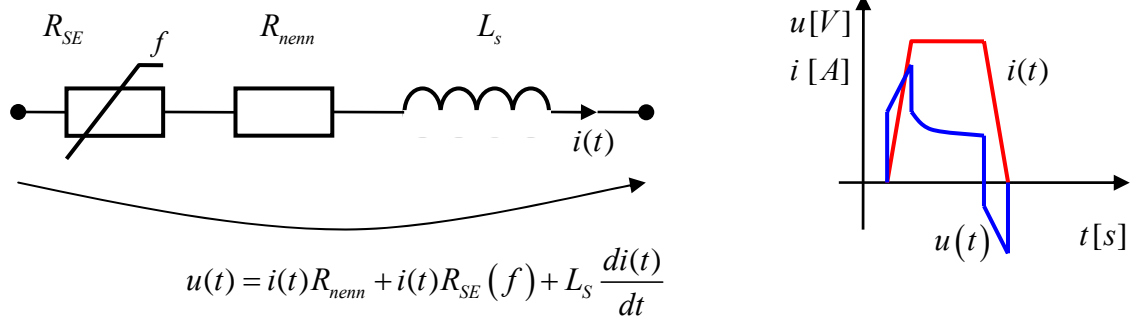


Abbildung 4.4:

Ersatzschaltbild eines Shuntwiderstandes und schematischer Verlauf der Messspannung $u(t)$ bei trapezförmigem Stromverlauf $i(t)$.

R_{SE} Von der Frequenz abhängige Komponente des ohmschen Widerstandes (Skin-Effekt)

R_{nenn} Nennwert des Shuntwiderstandes

L_s Induktivität des Shuntwiderstandes

Zur Kompensation der Shuntinduktivität L_s wird eine Methode entwickelt, die davon ausgeht, dass baugleiche Shuntwiderstände unterschiedlicher Nennwerte R_{nenn} eine annähernd gleiche Induktivität besitzen. Durch Differenzbildung zwischen den Messspannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ mit Hilfe breitbandiger Operationsverstärker werden die induktiven Spannungsanteile fast vollständig eliminiert.

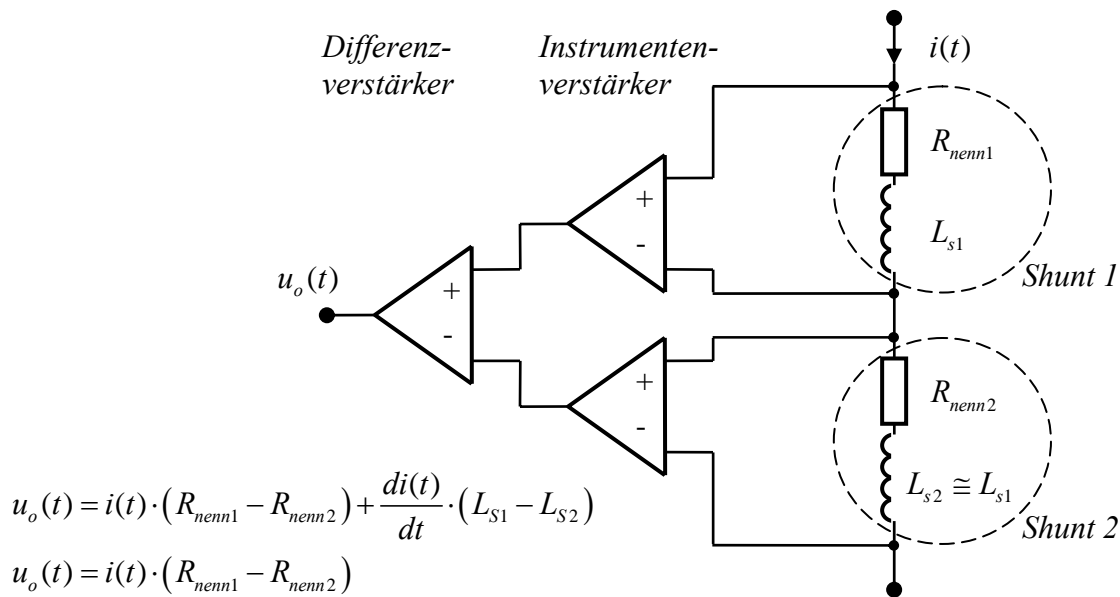


Abbildung 4.5:

Methode zur Kompensation der Shuntinduktivität durch Differenzbildung der Messspannungen zweier Shuntwiderstände.

Eine Kompensation des Skinneffektes kann in einer ersten Näherung durch ein nachgeschaltetes analoges Filter oder ganz einfach durch einen entsprechend dimensionierten Frequenzverlauf der Messverstärker realisiert werden.

4.4 Konventionelle Push-Pull-Topologie

Die im Folgenden erläuterte Topologie entspricht der eines konventionellen Push-Pull-Treibers (engl. Stossen-Ziehen) in Form eines Vollbrückenweiges nach Abbildung 4.6. Sie erzeugt an ihrem Ausgang eine rechteckförmige Klemmenspannung $u_{kl}(t)$. Während der Pulsdauer t_i ist MOSFET Q_1 leitend und MOSFET Q_2 sperrt. Dadurch liegt zwischen Anode und Kathode die Spannung $u_{kl}(t) = U_p^+$ an. Der Prozessstrom $i_p(t)$ lädt die Doppelschichtkapazitäten auf. In der Pulspause t_0 sperrt MOSFET Q_1 und MOSFET Q_2 ist leitend. Die Doppelschichtkapazitäten werden entladen. Optional kann während dieser Zeit der Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ ein negativer Wert mit dem Betrag von U_p^- zugewiesen werden. Diese Schaltung kann durch Sperren beider MOSFET in einen hochohmigen Zustand versetzt werden. Je nach Vorzeichen des Prozessstromes $i_p(t)$ gibt es für ihn zwei Freilaufpfade. Ein positiver Strom kann bei abgeschaltetem MOSFET Q_1 über die dem MOSFET Q_2 antiparallel

geschaltete Diode gegen die Versorgungsspannung U_P^- freilaufen. Ein negativer Freilaufstrom fließt bei Abschalten von MOSFET Q_2 über die antiparallele Diode von Q_1 und gegen U_P^+ .

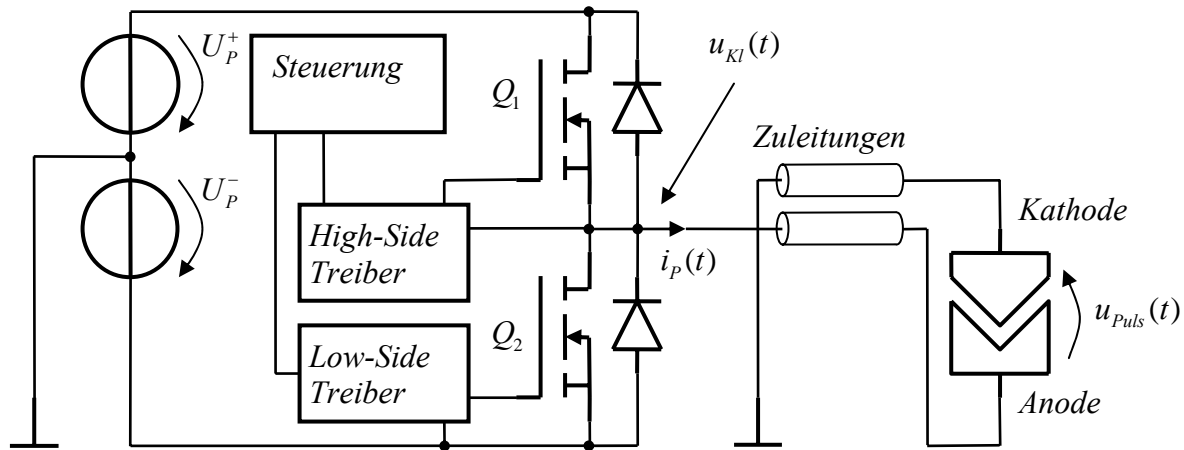


Abbildung 4.6:

Schema der konventionellen Push-Pull-Topologie. (Versorgungsspannungen U_P^+ und U_P^- , die High- und Low-Side-MOSFET Q_1 und Q_2 , Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$, Pulsspannung $u_{Puls}(t)$, Prozessstrom $i_p(t)$)

Mit dieser Schaltungsvariante können aus elektrotechnischer Sicht sehr leistungsfähige Pulseinheiten realisiert werden, da die Leistungshalbleiter Q_1 und Q_2 im Schaltbetrieb arbeiten und somit geringe Verlustleistungen verursachen. Die Einflüsse der Zuleitungen und ihrer Induktivitäten auf die Strom- und Spannungsverläufe am Arbeitsspalt werden bei dieser Schaltungstopologie nicht berücksichtigt. Abschnitt 4.4.3 geht näher auf diesem Umstand ein. Es ist zu erwarten, dass aus dem Grund diese Topologie nicht bis in beliebige Leistungsbereiche für die μ PECM sinnvoll einsetzbar ist. Ziel der Untersuchungen ist unter Anderem das Ermitteln diesbezüglicher Grenzen.

Es muss sichergestellt werden, dass die beiden MOSFET niemals zur gleichen Zeit durchgeschaltet sind. Dies würde die Spannungsversorgungen kurzschließen und die Pulseinheit beschädigen.

4.4.1 Potentialtrennung der Steuersignale

Das Source-Potential des High-Side MOSFET Q_1 , welches gleichzeitig das Bezugspotential des High-Side-Treibers darstellt, ist großen Schwankungen bezüglich dem Massepotential

unterlegen. Je nach Zustand von MOSFET Q_2 beträgt die Spannung zwischen dem Source-Anschluss von Q_1 und Masse entweder U_p^+ oder $-U_p^-$. Die High- und Low-Side-Treiber werden mit Hilfe von Hochgeschwindigkeits-MOSFET-Treiber-IC und zwei galvanisch voneinander getrennten Hilfsspannungen realisiert. Da die Steuereinheit mit einem Bezugspotential nahe Masse arbeitet und zentral die Steuersignale für Q_1 und Q_2 erzeugt, sind galvanische Trennungen der Steuersignale an den Treiberschaltungen nötig.

Dafür gibt es verschiedene Konzepte. Die optischen Lösungen wurden bereits in Abschnitt 4.2 ausgeschlossen. Diese umfassen neben erwähnten Lichtwellenleitern auch alle Arten von Optokopplern. Auch die derzeit schnellsten Optokoppler (zum Beispiel HCP-0710) besitzen immer noch Signallaufzeiten von über $40ns$. Eine andere Möglichkeit ist durch spezielle Brücken- oder High-Side-Treiber-IC (zum Beispiel IR2136) gegeben. Diese sind jedoch nicht auf hohe Schaltgeschwindigkeiten optimiert und besitzen im Allgemeinen Verzögerungszeiten jenseits von $100ns$. Üblich ist auch der Einsatz von magnetischen Mittelfrequenzübertragern zwischen MOSFET und dessen Gatetreiber. Durch die hohen Kapazitäten zwischen den Wicklungslagen bieten sie allerdings keine gute Isolation hochfrequenter Gleichtakttransienten zwischen Eingangs- und Ausgangssignal. Diese werden in der Schaltung durch die Schaltgeschwindigkeit der MOSFET bestimmt und können bei über $1000 \frac{V}{\mu s}$ liegen. Übertra-

ger sind somit nicht geeignet.

Eine Alternative sind digitale Hochgeschwindigkeits-Signalisolatoren [9]. Analog Devices erzeugt mit der iCoupler®-Technologie eine galvanische Trennung von Signalen durch einen monolithischen Luftkern-Übertrager. In Abbildung 4.7 ist das Blockschaltbild des ADUM1100 von Analog Devices dargestellt.

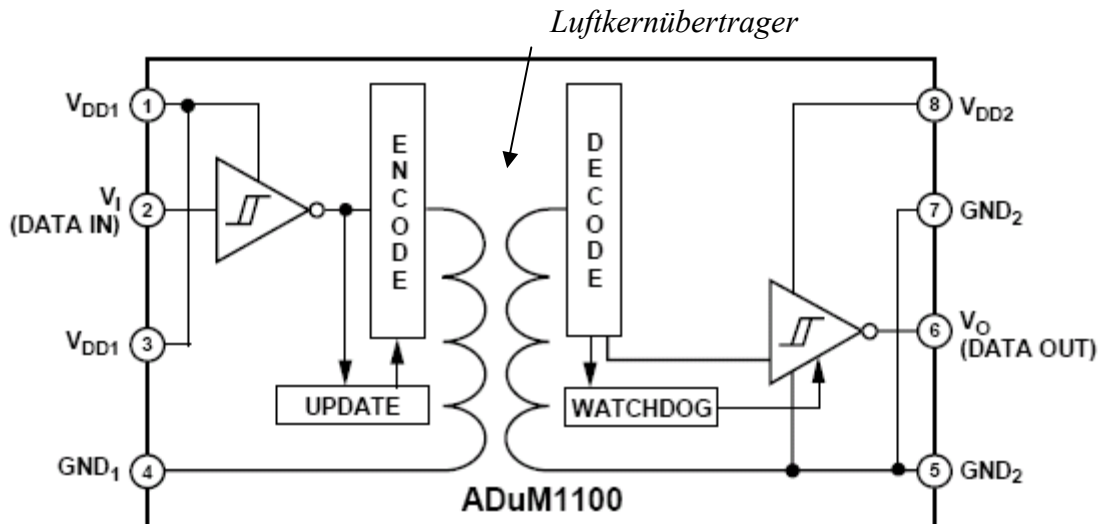


Abbildung 4.7:
 Blockdiagramm des ADUM1100 von Analog Devices (entnommen aus dem Datenblatt). Die galvanische Trennung wird durch einen monolithischen Luftkern-Übertrager erzeugt.

Diese Technologie bietet Signallaufzeiten von weniger als 18ns und Pulsverzerrungen von unter 2ns . Sie ist sehr robust gegenüber Gleichtakttransienten und thermischer Beeinflussung. Allerdings kann die Übertragung durch externe magnetische Wechselfelder gestört werden. Mit steigender Frequenz des Magnetfeldes wächst die Gefahr einer Beeinflussung des ADUM1100.

Eine höhere Sicherheit gegen magnetische Störungen bietet Texas Instruments mit dem ISO72x. Dieser Signalkoppler erzeugt die galvanische Trennung durch kapazitive Kopplung der Signale. Die eingehenden digitalen Signale werden zur Unterdrückung höherfrequenter Gleichtaktstörungen in Differenzsignale umgewandelt und über zwei Kapazitäten auf die Sekundärseite übertragen (Abbildung 4.8 unten). Dort wird die Information empfangen und das Signal wieder hergestellt. Die zusätzliche Übertragung eines periodischen Testsignals (Abbildung 4.8 oben) dient der Erfassung der sekundärseitigen Offset-Gleichspannung.

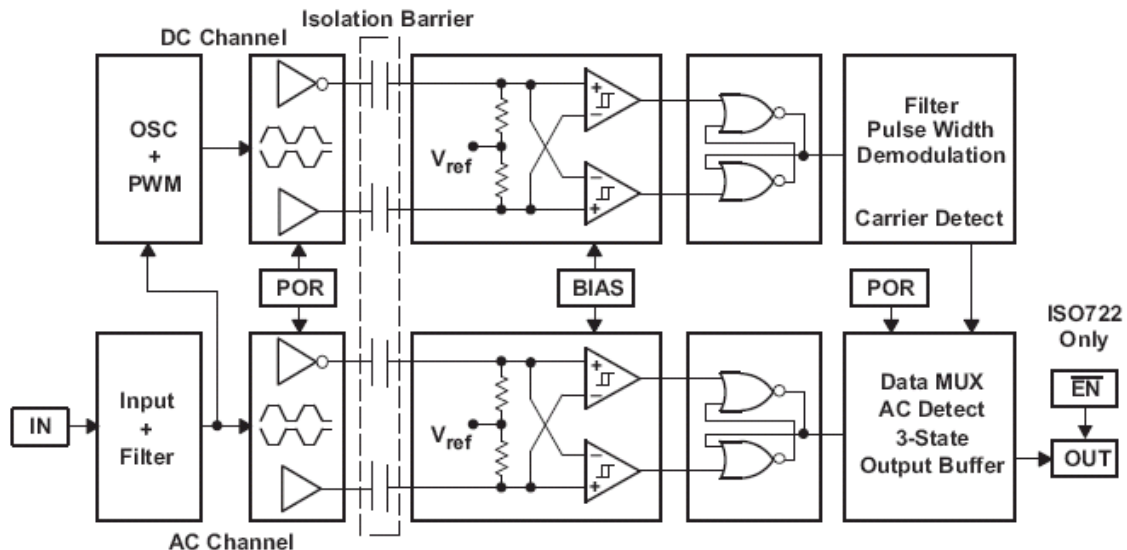


Abbildung 4.8:
Blockdiagramm des ISO72x von Texas Instruments (entnommen aus dem Datenblatt). Die galvanische Trennung wird durch kapazitive Kopplung im IC erzeugt.

Die Signalgeschwindigkeiten des ISO72x sind vergleichbar mit denen des ADUM1100. Allerdings sind die ISO72x auch mit Signallaufzeiten von unter 16ns verfügbar.

ADUM1100 und ISO72x können leicht untereinander ausgetauscht werden, da sie vollständig pincompatibel zueinander sind.

4.4.2 Auswahl der Leistungs-MOSFET

Für das Schalten hoher Ströme bei niedrigen Arbeitsspannungen eignen sich MOSFET besser als alle anderen Leistungshalbleiter, insbesondere weil der genutzte Bereich ihres Ausgangs-Kennlinienfeldes keine feste Durchlassspannung sondern einen rein ohmschen Charakter aufweist. Die verwendeten MOSFET müssen sowohl elektrisch, hinsichtlich ausreichender Spannungsfestigkeit, Stromleitfähigkeit und Schaltgeschwindigkeit, als auch thermisch den Ansprüchen in der Pulseinheit gewachsen sein. Der Einsatz avalanchefester MOSFET stellt sicher, dass durch schnelles Schalten auftretende Spannungsspitzen zwischen Drain und Source keine Schäden im Halbleiter verursachen können.

Bei der Wahl des MOSFET und dessen Gehäusetyps ist es wichtig, deren Einflüsse auf oben genannte Eigenschaften zu kennen. Für die Schaltgeschwindigkeit des MOSFET sind die in Abbildung 4.9 dargestellten Komponenten verantwortlich [10] [11][12].

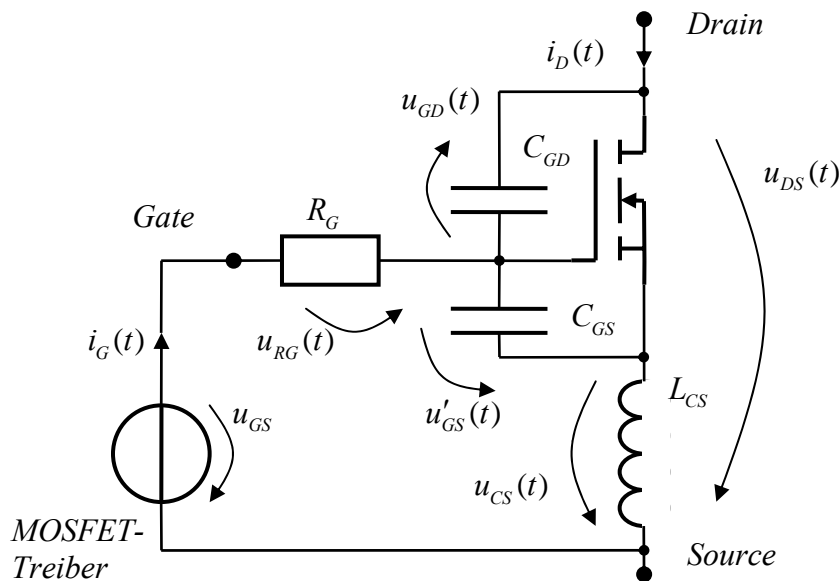


Abbildung 4.9:

Darstellung der Komponenten des Ersatzschaltbildes eines MOSFET, die für das Schaltverhalten verantwortlich sind. (Treiberspannung $u_{GS}(t)$, Gatespannung $u'_{GS}(t)$, Drain-Source-Spannung $u_{DS}(t)$, Gate-Drain-Spannung $u_{GD}(t)$, Gatestrom $i_G(t)$, Drainstrom $i_D(t)$, Gatekapazität C_{GS} , Millerkapazität C_{GD} , Gatewiderstand R_G , gemeinsame Sourceinduktivität L_{CS})

Der Zusammenhang zwischen der statischen Gatespannung U'_{GS} und dem statischen Drainstrom I_D ist durch die Übertragungskennlinie des MOSFET gegeben (Abbildung 4.10).

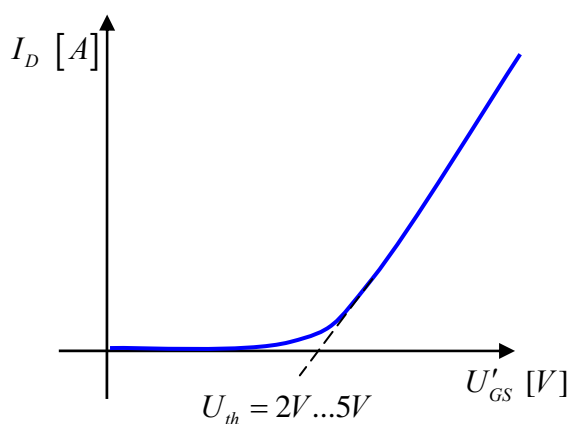


Abbildung 4.10:

Die statische Übertragungskennlinie eines MOSFET zeigt den Zusammenhang zwischen Gatespannung U_{GS} und Drainstrom I_D . (Einsatzspannung U_{th})

Zum Einschalten des MOSFET (Abbildung 4.11) legt der Treiber eine konstante Spannung $u_{GS}(t)$ zwischen Gate und Source des MOSFET an. Die Gatekapazität C_{GS} wird begrenzt durch den MOSFET-internen Gatewiderstand R_G aufgeladen. Die Gatespannung $u'_{GS}(t)$ steigt in diesem Bereich linear mit der Zeit. Überschreitet die Gatespannung die Einsatzspannung U_{th} , steigt der Drainstrom $i_D(t)$ an. Dieser Anstieg $\frac{di_D(t)}{dt}$ verursacht über der gemeinsamen Sourceinduktivität L_{CS} eine positive Spannung $u_{CS}(t)$, die der weiteren Aufladung der Gatekapazität entgegenwirkt. Gleichzeitig beginnt die Drain-Source-Spannung $u_{DS}(t)$ zu fallen. Dadurch entlädt sich die Millerkapazität C_{GD} , verursacht einen zusätzlichen Strom durch den Gatewiderstand und hindert somit das weitere Ansteigen der Gatespannung. Nach vollständigem Einschalten des MOSFET folgt die Gatespannung bis zum Erreichen der Treiberspannung $\hat{u}_{GS}(t)$ der RC-Aufladung von Gatewiderstand und -kapazität. Erst dann erreicht der Drain-Source-Widerstand $R_{DS(on)}$ seinen minimalen Wert. Die prinzipiellen Verläufe des Stromes und der Spannungen während des Vorganges des Einschaltens sind in Abbildung 4.11 dargestellt.

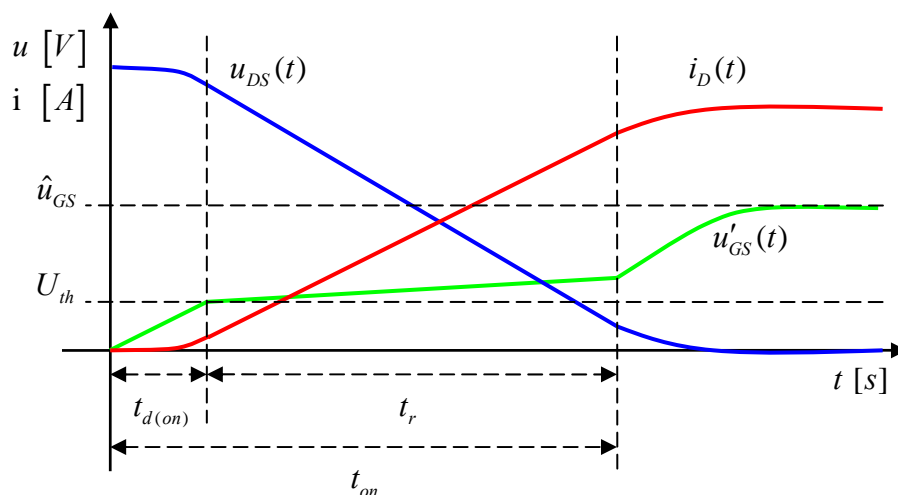


Abbildung 4.11:

Die schematischen Strom- und Spannungsverläufe beim Einschalten vom Leistungs-MOSFET (Einschaltverzögerung $t_{d(on)}$, Gatespannung $u'_{GS}(t)$, Einsatzspannung U_{th} , Stromanstiegszeit t_r). Die Summe aus $t_{d(on)}$ und t_r wird als Einschaltzeit t_{on} bezeichnet.

Beim Abschalten des MOSFET verhalten sich die Ströme und Spannungen äquivalent zum soeben beschriebenen Einschaltvorgang. Da mit verhältnismäßig geringen Spannungen von unter $10V$ gearbeitet wird, sind die Effekte durch die Millerkapazität eher gering.

Die Minimierung der gemeinsamen Source-Induktivität L_{CS} ist fast ausschließlich durch die Wahl eines geeigneten MOSFET-Gehäuses möglich. MOSFET mit sogenannten „Through-Hole-Packages“ (engl. Gehäuse mit Anschlussbeinchen, die durch Löcher in der Platine befestigt werden), wie TO220, besitzen sehr große Source-Induktivitäten von bis zu $L_{CS} = 7 nH$. Bei sehr schnell schaltenden MOSFET werden daher kleinere Gehäuse für die Oberflächenmontage mit kürzeren Zuleitungen gewählt. Üblich ist daher der Einsatz von SO-8- oder von den artverwandten PowerPAK™-Gehäusen. Deren Zuleitungen besitzen jedoch ohmsche Widerstände von bis zu $R_{Gh} = 1,6 m\Omega$ und können den Einschaltwiderstand des MOSFET um über 50% erhöhen. Weiterhin besitzen diese Gehäuseformen nur unbefriedigende Möglichkeiten zum Abführen der Verlustleistung.

Eine sehr leistungsfähige Synergie zwischen MOSFET-Chips der neuesten Generation und einem speziellen Gehäuse zur Oberflächenmontage bietet International Rectifier mit dem DirectFET™. In Abbildung 4.12 befindet sich eine Gegenüberstellung der in diesem Abschnitt erwähnten Gehäusevarianten mit ihren typischen elektrischen und thermischen Kennwerten.



	<i>TO-220</i>	<i>SO-8</i>	<i>PowerPAK™</i>	<i>DirectFET™</i>
R_{Gh}	$0,5 m\Omega$	$1,6 m\Omega$	$0,8 m\Omega$	$0,15 m\Omega$
L_{CS}	$7 nH$	$1,5 nH$	$0,8 nH$	$<0,1 nH$
$R_{th\ Substrat-PCB}$	<i>k.A.</i>	$11 K/W$	$3 K/W$	$1 K/W$
$R_{th\ Substrat-Gehäuse}$	$1 K/W$	$18 K/W$	$10 K/W$	$1,4 K/W$

Abbildung 4.12 [10]:

Die Gehäusevarianten *TO-220*, *SO-8*, *PowerPAK™* und *DirectFET™* mit den jeweils zugehörigen, typischen Werten

R_{Gh}	<i>Ohmscher Widerstand der Zuleitungen des Gehäuses</i>
L_{CS}	<i>Gemeinsame Source-Induktivität</i>
$R_{th\ Substrat-PCB}$	<i>Thermischer Widerstand zwischen Substrat und Platinenmaterial (PCB)</i>
$R_{th\ Substrat-Gehäuse}$	<i>Thermischer Widerstand zwischen Substrat und der Oberseite des Gehäuses.</i>

Für diese Schaltungsvariante wird der DirectFET™ Leistungs-MOSFET IRF6635 ausgewählt.

Die maximal auftretende Verlustleistung P_V setzt sich zusammen aus den Schaltverlustleistungen $P_{V_{on}}$, $P_{V_{off}}$ und den Leitungsverlusten $P_{V_{stat}}$:

$$P_V = P_{V_{on}} + P_{V_{off}} + P_{V_{stat}}. \quad (4.2)$$

Die Sperrverluste können vernachlässigt werden. Die Schaltverluste werden für einen maximal möglichen Drainstrom von $I_D = 100 A$, eine maximalen Sperrspannung von $U_{DS} = 10V$ und bei einer minimalen Pulsperiode von $T_p = 500 ns$ wie folgt berechnet:

$$P_{V_{on}} + P_{V_{off}} = \frac{I_D}{2} \cdot \frac{U_{DS}}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot \frac{1}{T_p} = 10,7 W. \quad (4.3)$$

Für die Überschlagung der maximal auftretenden Leitungsverluste werden Rechteck-Strompulse mit der Amplitude von $\hat{i}_D(t) = 100 A$ und ein Verhältnis von Pulsdauer zu Pulsperiode von

$\frac{t_i}{T_p} = \frac{1}{5}$ angenommen:

$$P_{stat} = \sqrt{\frac{t_i}{T_p} \cdot (\hat{i}_D(t))^2} = 44,7 W. \quad (4.4)$$

Die in der Summe auftretende Verlustleistung $P_V \cong 55 W$ erzeugt über dem thermischen Widerstand $R_{th \text{ Substrat-Gehäuse}} = 1,4 K/W$ einen Temperaturabfall von $77 K$. Somit bleibt dem Kühlkörper bei einer Umgebungstemperatur von maximal $40^\circ C$ ein Temperaturgefälle von $33 K$. Die pro MOSFET eingesetzten Kühlkörper müssen somit im Fall dieser Beanspruchung der Pulseinheit einen thermischen Widerstand von maximal

$$R_{thKK} < \frac{33 K}{55 W} = 0,6 K/W \quad (4.5)$$

besitzen. Dies ist durch Einsatz einer Wasserkühlung möglich.

4.4.3 Schaltungssimulation und Einfluss der Zuleitungsinduktivität auf die Verläufe von Strömen und Spannungen

Zur Simulation der Push-Pull-Topologie wird die in Abbildung 4.13 dargestellte Anordnung verwendet. Sie folgt aus dem Schaltungsschema in Abbildung 4.6. Die MOSFET vom Typ IRF6635 werden durch Macromodelle simuliert, die der Hersteller International Rectifier zur Verfügung stellt. Die Versorgungsspannung beträgt in den Simulationen $U_b = 2V$. Die Verbindungsleitungen zwischen Pulseinheit und Arbeitsspaltmodell werden nach Abschnitt 3.4 durch zwei Induktivitäten mit dem Wert von jeweils $\frac{L_{ZL}}{2} = 75nH$ nachgebildet, die untereinander eine Kopplung von $k = 0,1$ besitzen. Das Arbeitsspaltmodell wird parametrisiert mit einem spezifischem Elektrolyt-Leitwert von $\sigma = 0,1 \frac{S}{m}$, einer Spaltweite von $h = 1nm$ und einem Kapazitätsbelag der elektrochemischen Doppelschichten von insgesamt $C_{DS}^* = 1 \cdot 10^5 \frac{\mu F}{m^2}$.

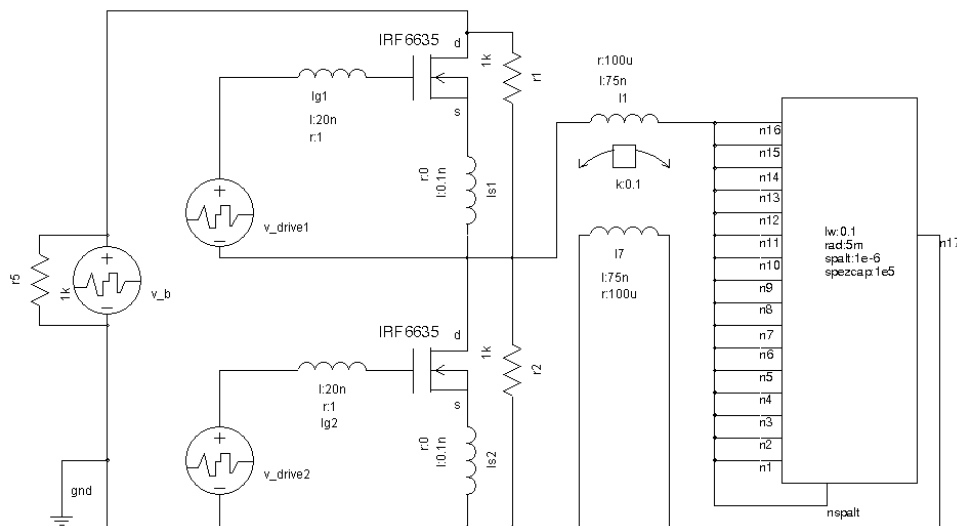


Abbildung 4.13:

Die Simulationsschaltung für die Push-Pull-Topologie. Die wichtigsten Elemente sind:

v_b Versorgungsspannung mit dem Betrag von $U_b = 2V$

v_drive Treiberspannungen in Form von Rechteckpulsfolgen

IRF6635 Simulationsmodell der MOSFET vom Hersteller International Rectifier

$l1$ und $l2$ Zuleitungsinduktivitäten von jeweils $\frac{L_{ZL}}{2} = 75nH$ nach Abschnitt 3.4

rechts Simulationsmodell des Arbeitsspalt nach Abschnitt 3.1

Eine Variation des Kathodenradius von $1\text{ mm} < r_K < 5\text{ mm}$ ergibt die in Abbildung 4.14 dargestellten Verläufe der Prozessströme $i_p(t)$. Die Pulszeit beträgt $t_i = 1\text{ }\mu\text{s}$, so dass unter genannten Bedingungen nach Gleichung (2.15) die Doppelschichtkapazitäten bei der Spaltweite von $h = 1\text{ nm}$ während der Pulszeit nicht vollständig umgeladen werden können. Zusätzlich werden die Verläufe der Spannungen an der Kapazität dargestellt, die die Überspannung $u_U(t)$ an der elektrochemischen Doppelschichten C_{DS}^S nach Gleichung (2.6) an der Kathodenstirnfläche nachbilden.

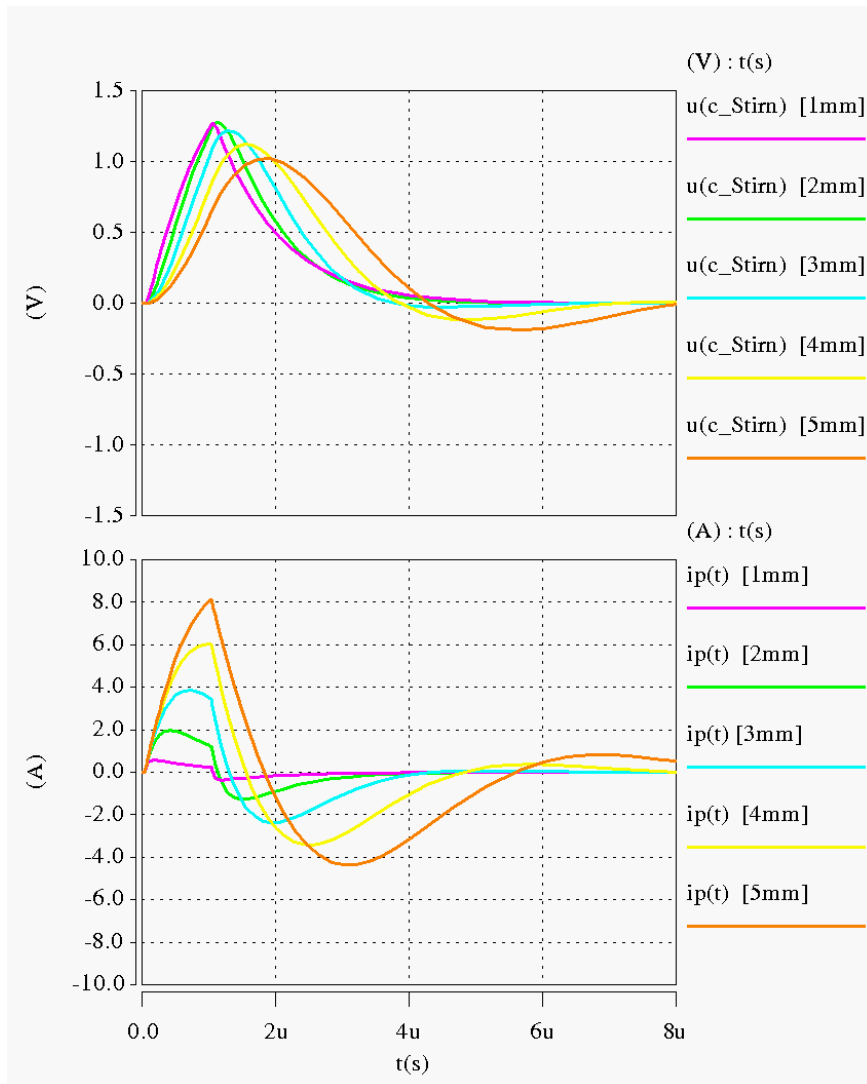


Abbildung 4.14:

Die Verläufe der Prozessströme $i_p(t)$ (unten) und der Überspannungen $u_U(t)$ an der Kapazität C_{DS}^S der Kathodenstirnfläche (oben) bei Variation des Kathodenradius r_K . Simulation einer Pulsquelle nach der Anordnung aus Abbildung 4.6 beziehungsweise Abbildung 4.13 an einem Arbeitsspaltmodell nach Abschnitt 3 (spezifischer Leitwert $\sigma = 0,1 \frac{\text{S}}{\text{m}}$, Spaltweite $h = 1\text{ }\mu\text{m}$, Kapazitätsbelag der Doppelschichten $C_{DS}^* = 1 \cdot 10^{-6} \frac{\mu\text{F}}{\text{m}^2}$).

Für die Umladung der Doppelschichtkapazitäten an einer Kathode mit geringem Radius $r_K < 2\text{ mm}$ fließt nur ein geringer Prozessstrom von bis zu $\hat{i}_p = 2\text{ A}$. Innerhalb dieses Bereichs ist noch deutlich die charakteristische Strompulsform zu erkennen, wie sie in Abbildung 3.4 und Abbildung 4.2 dargestellt ist. Daraus ist zu schließen, dass in diesem Bereich der Prozess wie in Abschnitt 2.4 erläutert ablaufen kann. Mit weiter steigendem Kathodenradius r_K und ansonsten konstanten Parametern steigt auch die Prozessstromspitze und die erforderlichen Stromänderungen $\frac{di_p(t)}{dt}$. Der Einfluss der Zuleitungsinduktivitäten steigt an und verzerrt die Strompulsform sehr stark. Übersteigt der Kathodenradius $r_K > 3\text{ mm}$ ist zudem nach Pulsende eine negative Aufladung der Stirnflächen-Kapazität C_{DS}^S erkennbar. Dies bedeutet, dass der Prozess zu diesem Zeitpunkt in umgekehrter Richtung abläuft, beziehungsweise unter Umständen sogar ein Materialabtrag an der Werkzeugelektrode stattfindet. In diesen Leistungsbe- reichen kann die Pulseinheit wegen der Zuleitungsinduktivität keine rechteckförmigen Span- nungspulse zwischen den Elektroden erzeugen.

Die Verläufe der zwischen den Elektroden anliegenden Pulsspannungen $u_{Puls}(t)$ werden für verschiedene Kathodenradien r_K zusammen mit der Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ der Pulsein- heit in Abbildung 4.15 dargestellt.

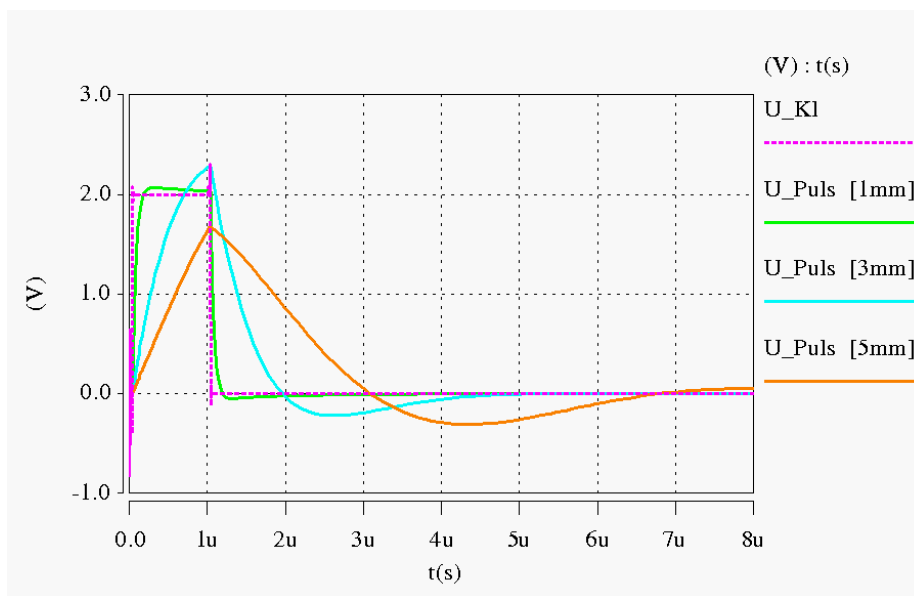


Abbildung 4.15:

Die Darstellung der Verläufe der Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ und die Verläufe der zwischen den Elektroden anliegenden Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ für verschiedene Kathodenradien r_K .

Es ist zu erkennen, dass mit steigendem Kathodenradius r_K der rechteckförmige Verlauf des Spannungspulses in eine gedämpfte Schwingung übergeht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Zuleitungsinduktivität L_{ZL} , die Doppelschichtkapazitäten der Kathodenstirnfläche C_{DS}^S und der Elektrolytwiderstand an der Stirnfläche R^S einen verlustbehafteten RLC-Schwingkreis bilden. Mit steigendem Kathodenradius sinkt der Elektrolytwiderstand R^S und somit auch die Dämpfung dieses Schwingkreises.

Für eine Abschätzung des mit dieser Schaltungstopologie maximal erreichbaren Prozessstromes \hat{i}_p kann man folgende Annahmen treffen. Zu Beginn jedes Pulses fließt kein Strom in den Zuleitungsinduktivitäten. Die Doppelschichtkapazitäten C_{DS} sind vollständig entladen. Das Ansteigen des Pulsstromes folgt also zu Beginn des Pulses einer exponentiellen Funktion abhängig von einer Zeitkonstanten τ_{ZL} , die sich aus der Zuleitungsinduktivität L_{ZL} und dem gesamten Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$ ergibt:

$$\tau_{ZL} = \frac{L_{ZL}}{R_{Elektrolyt}}. \quad (4.6)$$

Der Elektrolytwiderstand kann in dieser Gleichung mit dem ohmschen Gesetz durch die Pulsspannung \hat{u}_{Puls} und den maximal erreichbaren Prozessstrom \hat{i}_p ersetzt werden:

$$\tau_{ZL} = \frac{L_{ZL} \cdot \hat{i}_p}{\hat{u}_{Puls}}. \quad (4.7)$$

Nach Ablauf von rund $3 \cdot \tau_{ZL}$ hat der Pulsstrom in diesem RL-Element beinahe sein Maximum erreicht (entspricht rund 95% des Endwertes). Um die oben gemachten Annahmen nicht zu verletzen muss das dreifache τ_{ZL} sehr viel kürzer sein als die Pulsdauer t_i :

$$3 \cdot \tau_{ZL} = 3 \cdot \frac{L_{ZL} \cdot \hat{i}_p}{\hat{u}_{Puls}} \ll t_i. \quad (4.8)$$

Aus dieser Gleichung kann man durch Umstellen nach dem maximalen Prozessstrom \hat{i}_p und durch Ersetzen des Relationszeichens durch eine Prozentangabe x folgende Gleichung erstellt werden:

$$\hat{i}_p = \frac{t_i \cdot \hat{u}_{Puls}}{3 \cdot L_{Zl}} \cdot \frac{x}{100\%}. \quad (4.9)$$

Über den Wert x [%] wird festgelegt, welcher Teil der Pulszeit t_i für das Ansteigen des Prozessstromes i_p zu Beginn des Pulses zur Verfügung stehen darf. Setzt man diesen Wert zum Beispiel auf $x = 20\%$ ergibt das für Pulszeiten von $t_i = 1\mu s$, Pulsspannungen von $\hat{u}_{Puls} = 2V$ und einer Zuleitungsinduktivität von $L_{Zl} = 150nH$ einen maximalen Pulsstrom von $\hat{i}_p = 0,9A$. Dieser Wert deckt sich mit den Simulationsergebnissen in Abbildung 4.14.

4.5 Geregelter Pulseinheit zur Verringerung des Einflusses der Zuleitungsinduktivitäten

Die in diesem Abschnitt untersuchte Pulseinheit verringert den Einfluss der Zuleitungsinduktivitäten auf die Strom- und Spannungsverläufe am Arbeitsspalt. Dafür ist es notwendig, die Anordnung in Funktionsblöcke zu zerlegen. Wie bereits im Abschnitt 4.1 erläutert wird, kann das elektrische Verhalten des Arbeitsspalt stark variieren und im Voraus nicht bestimmt werden. Jedoch besitzt die Zuleitung nach Abschnitt 3.4 ein überwiegend induktives Verhalten. Der Betrag der Zuleitungsinduktivität L_{Zl} kann über die Bearbeitungszeit hinweg als gleichbleibend angenommen werden. Daher sind auch alle Einflüsse der Zuleitungsinduktivitäten auf das System berechenbar. Werden diese Informationen aufbereitet, an die Leistungsstufe zurückgeführt und bei der Erzeugung der Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ berücksichtigt, kann der Einfluss der Pulseinheit auf die Verläufe der zwischen den Elektroden anliegenden Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ und des Prozessstromes $i_p(t)$ gegenüber gesteuerten Pulseinheiten deutlich verbessert werden. Dazu wird die Anordnung in Funktionsblöcke nach Abbildung 4.16 aufgeteilt.

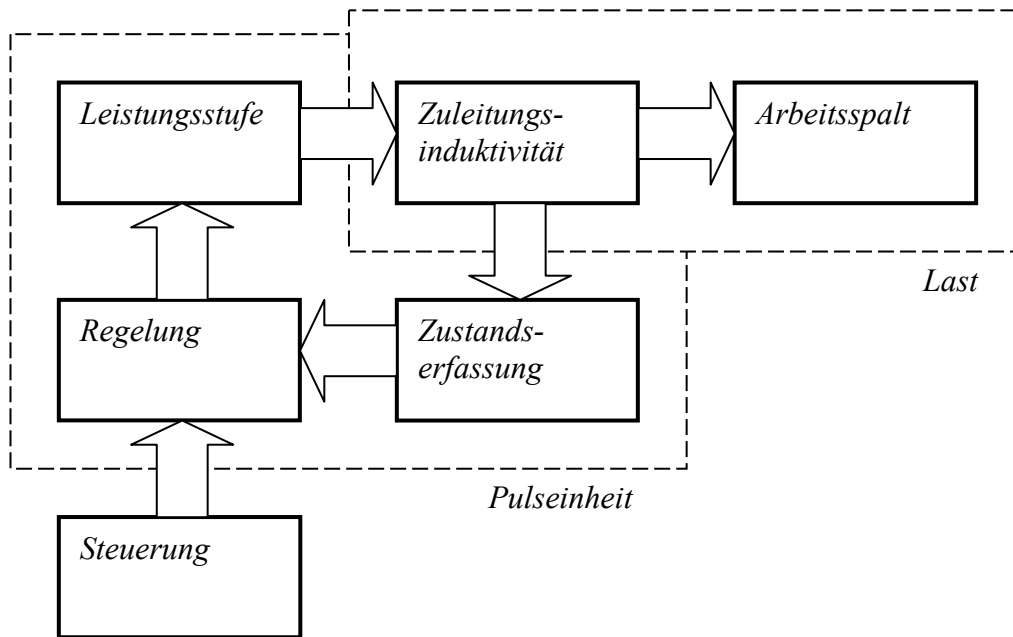


Abbildung 4.16:
 Blockschaltbild der einzelnen Funktionsblöcke der geregelten Pulseinheit mit Zuleitung und Arbeitsspalt.

Es entsteht die Struktur eines Regelkreises.

Im Folgenden wird der Aufbau der Leistungsstufe erläutert. Dann werden zwei Möglichkeiten zur Regelung dieses Systems vorgestellt.

4.5.1 Leistungsstufe

Die Leistungsstufe nach Abbildung 4.16 muss in Abhängigkeit von einer analogen Eingangsspannung $u_e(t)$ die Klemmenspannung $u_{KI}(t)$ erzeugen. Dies ist mit geschalteten Leistungshalbleitern aus Abschnitt 4.4.2 nicht ohne Weiteres möglich. Daher ist der Einsatz analoger Verstärkerschaltung unumgänglich. Die Transistoren werden dort im linearen Bereich ihrer Kennlinie betrieben. Dadurch treten wesentlich höhere Verlustleistungen auf als an geschalteten Transistoren. Ein idealer, analoger Gegentaktverstärker im B-Betrieb erreicht einen Wirkungsgrad von maximal 71%. Mit sinkender Aussteuerung (Verhältnis vom Spitzenwert einer sinusförmigen Ausgangsspannung zur Betriebsspannung des Verstärkers) fällt der Wirkungsgrad linear.

Die Leistungsstufe muss einen geringen Ausgangswiderstand besitzen und in der Lage sein, den geforderten Prozessstrom $i_p(t)$ liefern zu können. Zum Kompensieren der induktiven

Gegenspannung nach Gleichung (4.1) muss die Leistungsstufe in der Lage sein, Klemmenspannungen $\hat{u}_{kl}(t)$ zu erzeugen, die über der maximal geforderten, zwischen den Elektroden anliegenden Prozessspannung $\hat{u}_{Puls}(t)$ liegen. Der Aufbau eines linearen Verstärkers mit Hilfe diskreter Leistungshalbleiter scheidet an der geforderten Bandbreite der Leistungsstufe. Zum Erzeugen von Spannungspulsen mit einer Pulsdauer von $t_i = 100\text{ ns}$ und einer Pulspause von $t_0 = 100\text{ ns}$, was einer Frequenz der Grundwelle von 5 MHz entspricht, wird eine möglichst hohe Bandbreite der Leistungsstufe von wenigstens 100 MHz und eine Slew-Rate (engl. maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Klemmenspannung $u_{kl}(t)$) von mindestens $\frac{du_{kl}(t)}{dt} = 1000 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ angestrebt. In Abbildung 4.17 ist die Auswirkung eines Tiefpassfilters zweiter Ordnung (Dämpfung 0,7) mit verschiedenen Grenzfrequenzen auf einen Spannungspuls 1 V und einer Pulsdauer von $t_i = 100\text{ ns}$ dargestellt.

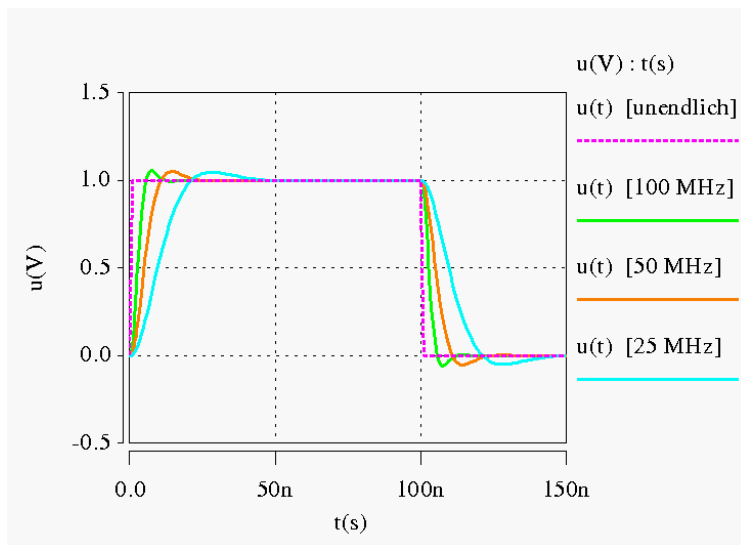


Abbildung 4.17:

Einfluss der Grenzfrequenz eines Tiefpasses auf den Verlauf eines Spannungspulses $u(t)$.

Um die geforderten Bedingungen zu erfüllen, wird auf Hochgeschwindigkeits-Operationsverstärker (OPV) zurückgegriffen. Die Einsatzgebiete dieser OPV sind neben den üblichen Anwendungen, wie die Verstärkung von Video-Signalen oder das Betreiben von elektrisch langen Übertragungsleitungen, auch das Treiben von kapazitiven Lasten, wie die Gatekapazitäten von kleinen Leistungs-MOSFET. Ebenso ist vom Hersteller vorgesehen, mehrere OPV vom gleichen Typ zur Erhöhung des Ausgangsstromes parallel miteinander zu verschalten. Dies impliziert die Tatsache, dass eine genügend hohe Anzahl von parallel ge-

schalteten OPV zum Treiben des μ PECM-Arbeitsspalt eingesetzt werden kann. Passende OPV sind verfügbar, die typenabhängige Ausgangsströme von bis zu 450mA bei einer Betriebsspannung von $\pm 15\text{V}$ liefern können.

Der mit Stromrückkopplung arbeitende OPV THS312x von Texas Instruments liefert pro OPV einen maximalen Ausgangsstrom von 450mA . Allerdings kann ein Überschreiten der Slew-Rate von $900\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ bei periodischen Signalverläufen den OPV beschädigen. Der Einsatz dieses OPV ist daher ausgeschlossen. Aus Sicht der elektrischen Parameter ist der BUF634 von Texas Instruments sehr gut. Dabei handelt es sich um einen Hochfrequenzverstärker mit einer festen Verstärkung von eins. Er besitzt neben den guten elektrischen Parametern eine Überstrom- und eine Übertemperaturabschaltung und benötigt für den Betrieb nur wenige externe Komponenten. Er ist der einzige OPV, der in alternativen Gehäusetypen, wie TO220 oder TO263 (D²PAK), verfügbar ist. Allerdings übersteigen dessen Bauteilkosten die anderer OPV um mehr als 100%.

Für den Aufbau des Prototyps wird daher der THS309x von Texas Instruments verwendet. Dieser OPV mit Stromrückkopplung liefert einen Ausgangsstrom von maximal 250mA und ist im Gehäuse SO-8 mit PowerPAD™ (engl. Fläche zum Abführen der Verlustleistung an das Platinenmaterial) verfügbar. Mit dem THS309x lassen sich Verstärkerschaltungen realisieren, deren obere Grenzfrequenz (-3dB) jenseits von 200MHz liegt. Die maximal zulässigen Betriebsspannungen des THS309x beträgt $\pm 15\text{V}$. Die dann maximal möglichen Klemmenspannung beträgt $\hat{u}_{kl} = \pm 12\text{V}$. Diese kann einfach auf $\hat{u}_{kl} = \pm 24\text{V}$ verdoppelt werden, indem jeweils zwei OPV in Brückenschaltung betrieben werden (Abbildung 4.18). Dadurch verdoppelt sich jedoch auch die Anzahl der benötigten OPV.

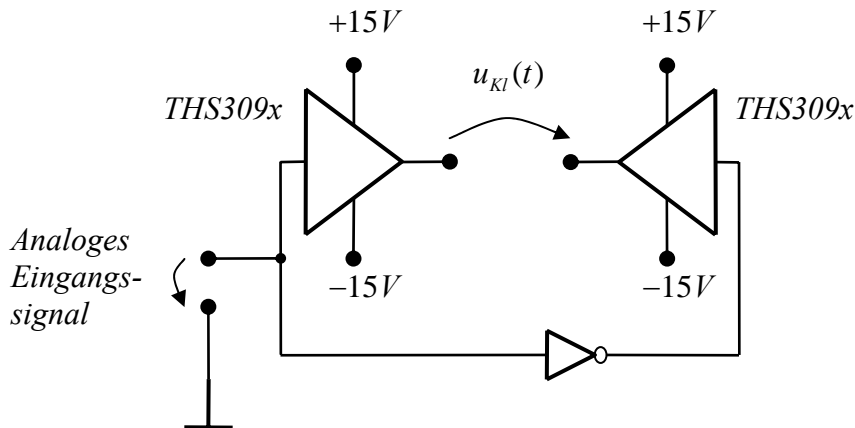


Abbildung 4.18:
Prinzip der Brückenschaltung aus zwei OPV vom Typ THS309x mit den Betriebsspannungen $\pm 15V$ zur Verdopplung der maximalen Klemmenspannung $\hat{u}_{Kl}(t)$.

Die maximal mit der Brückenschaltung erreichbare Stromanstiegsgeschwindigkeit $\frac{di_p(t)}{dt}$ bei einer Zuleitungsinduktivität von $L_{Zl} = 150nH$ beträgt

$$\frac{di_p(t)}{dt} = \frac{\hat{u}_{Puls}(t)}{L_{Zl}} = 0,16 \frac{A}{\mu s}. \quad (4.10)$$

Bei der ausgangsseitigen Parallelschaltung der OPV, die aus elektrotechnischer Sicht Spannungsquellen entsprechen, ist eine Entkopplung und Symmetrierung jedes Ausganges notwendig. Diese sorgt dafür, dass zwischen den parallel geschalteten OPV keine statischen und dynamischen Ausgleichströme fließen und stabilisiert das dynamische Verhalten jedes OPV. Die Symmetrierung erfolgt durch Symmetrierwiderstände, die in Reihe zum Ausgang jedes OPV geschaltet werden. Zur zusätzlichen dynamischen Symmetrierung werden die Ausgänge sternförmig zusammengeführt.

Die an jedem OPV der Brückenschaltung auftretende Verlustleistung P_V ergibt sich bei einer symmetrischen Versorgungsspannung U_b des OPV aus der Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ und dem Ausgangsstrom $i_a(t)$ des OPV allgemein zu:

$$P_V = \frac{1}{T_p} \cdot \int_{T_p} \left(\frac{U_b}{2} - \frac{|u_{Kl}(t)|}{2} \right) \cdot |i_a(t)| \cdot dt. \quad (4.11)$$

($U_b = 30V$ bei einer Versorgungsspannung von $\pm 15V$).

Die Berechnung der Verlustleistung soll an folgendem Beispiel erklärt werden: Für den Spannungspuls mit der Klemmenspannung $u_{kl}(t) = 7,5V$ einer OPV-Brücke auf einen so parametrisierten Arbeitsspalt, dass sich ein maximaler Ausgangsstrom der OPV von $\hat{i}_a(t) = 250mA$ einstellt, ergeben sich die in Abbildung 4.19 (oben) dargestellten Verläufe von $u_{kl}(t)$ und $i_a(t)$. Zusätzlich ist der zeitliche Verlauf das Integrals $E = \int_{T_p} \left(\frac{U_b}{2} - \frac{|u_{kl}(t)|}{2} \right) \cdot |i_a(t)| \cdot dt$ aus Gleichung (4.11) abgebildet (Abbildung 4.19 unten).

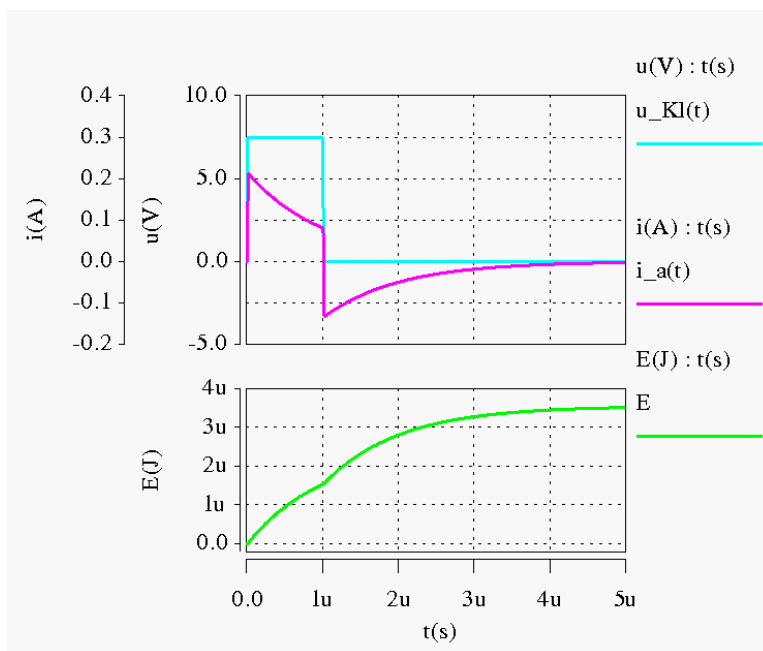


Abbildung 4.19:

Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ und Ausgangsstrom $i_a(t)$ eines OPV (oben) einer Brückenschaltung nach Abbildung 4.18 an einer Elektrodenanordnung nach Abschnitt 3. Die Zuleitungsinduktivität wird vernachlässigt.

Simulation der Verlustenergie $E \cong 3,5 \mu J$ (unten) des OPV

(spezifischer Leitwert $\sigma = 0,1 \frac{S}{m}$, Kathodenradius $r_K = 0,3 mm$, Spaltweite $h = 1 \mu m$, Kapazitätsbelag der Doppelschichten $C_{DS}^* = 1 \cdot 10^{-6} \frac{\mu F}{m^2}$).

Dieses Integral entspricht der bei diesem Spannungspuls in jedem der beiden OPV erzeugten Verlustenergie $E = \int_{T_p} p_V(t) \cdot dt \cong 3,5 \mu J$. Dividiert durch die Pulsperiode von $T_p = 5 \mu s$ ergibt

sich die Verlustleistung zu $P_V = \frac{E}{T_p} = 0,58 W$. Aus den Datenblattangaben des THS309x in

Zusammenhang mit den Platzverhältnissen auf der Leistungsstufen-Platine ergibt sich bei erzwungener Kühlung durch einen Lüfter eine maximal zulässige Verlustleistung eines OPV von wenigstens $1W$.

4.5.2 Regelung der Pulsspannung durch Mitkopplung

Für die Regelung der Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ gibt es verschiedene Ansätze. Einer davon basiert auf kontrollierter Mitkopplung der Klemmenspannung mit der Änderung des Prozessstromes $\frac{i_p(t)}{dt}$. Grundlegend für diesen Ansatz ist die Aufteilung der Klemmenspannung in die Pulsspannung $u_{puls}(t)$ und in die Spannung $u_{zl}(t)$ über der Zuleitungsinduktivität L_{zl} nach Abbildung 4.20.

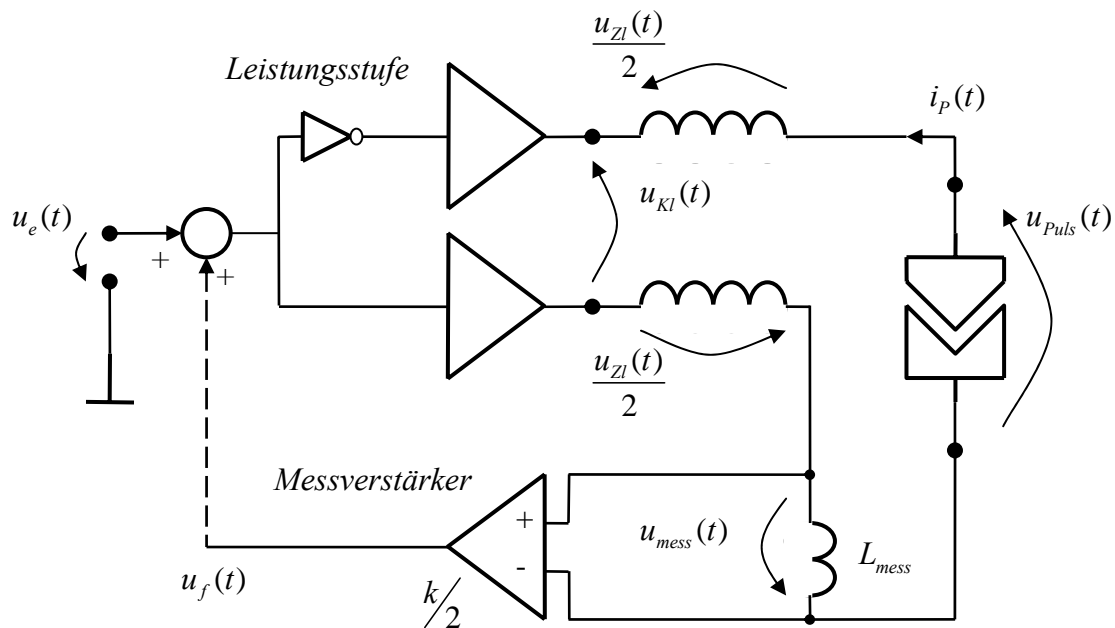


Abbildung 4.20:
 Schema der Regelung einer analogen Pulsquelle durch Mitkopplung. (analoge Eingangsspannung $u_e(t)$, Spannung $u_{zl}(t)$ über der Zuleitungsinduktivität, Klemmenspannung $u_{kl}(t)$, Prozessstrom $i_p(t)$, Spannung $u_{mess}(t)$ über der Messinduktivität L_{mess} , Verstärkungsfaktor k des Messverstärkers).

Die Spannung zwischen den Elektroden $u_{Puls}(t)$ kann nach folgender Gleichung berechnet werden:

$$\begin{aligned} u_{Puls}(t) &= u_{Kl}(t) - u_{Zl(t)} \\ &= u_{Kl}(t) - L_{Zl} \cdot \frac{di_p(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Die Pulsstromänderung $\frac{di_p(t)}{dt}$ wird über eine Messinduktivität L_{mess} ermittelt. Die daran abfallende Messspannung $u_{mess}(t)$ wird von einem Messverstärker abgenommen, um den Faktor $\frac{k}{2}$ verstärkt und zu dem analogen Eingangswert addiert. Dieser Vorgang besitzt viele Ähnlichkeiten mit einem Regelkreis und kann bedingt unter diesen Gesichtspunkten untersucht werden. Deswegen wird er im Folgenden weiterhin als Regelung bezeichnet. Er erfüllt jedoch nicht alle Voraussetzungen für die Definition einer Regelung nach DIN 19226¹.

Zur Untersuchung der Stabilität des Regelkreises wird der Verlauf der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich der offenen Regelschleife $G_{OL}(j\omega) = \frac{u_f(j\omega)}{u_e(j\omega)}$ betrachtet. Dazu wird der

Regelkreis in Abbildung 4.20 an der gestrichelten Linie aufgetrennt. Die Ermittlung der Übertragungsfunktion erfolgt mit Hilfe des Schaltungssimulators nach Abbildung 4.21. Da die Brückenschaltung und die Parallelschaltung der Leistungsstufen-OPV keinen Einfluss auf das Verhalten der Regelung der Pulsquelle hat, wird der Einfachheit halber nur eine Parallelschaltung genutzt, die in Abbildung 4.21 durch *op1* repräsentiert wird.

¹ „Das Regeln, Die Regelung ist ein Vorgang, bei dem fortlaufend eine Größe, die Regelgröße (die zu regelnde Größe) erfasst, mit einer anderen Größe, der Führungsgröße, verglichen und im Sinne einer Angleichung an die Führungsgröße beeinflusst wird.“ (Definition Regelung laut DIN 19226)

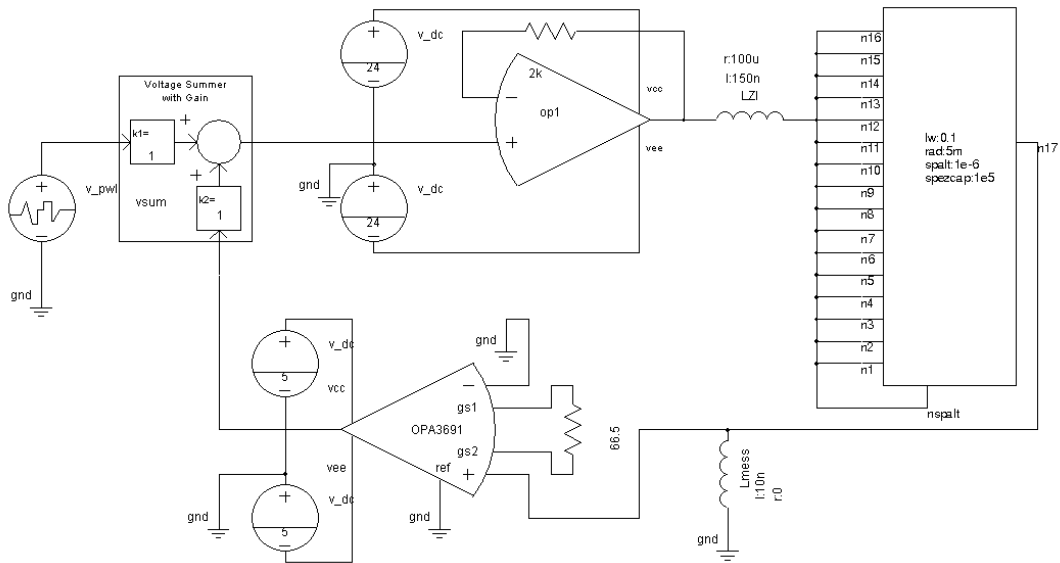


Abbildung 4.21:

Simulationsschaltung für die Untersuchungen der mitgekoppelten, analogen Pulseinheit. Die wichtigsten Elemente sind:

v_pwl Analoges Steuersignal mit der Amplitude $\hat{u}_e = 2V$

$op1$ Simulationsmodell des Leistungsstufen-OPV THS309x

OPA3691 Simulationsmodell des Messverstärkers bestehend aus drei OPA3691

LZl Zuleitungsinduktivität $L_{ZL} = 150\text{ nH}$ nach Abschnitt 3.4

Lmess Messinduktivität $L_{mess} = 10\text{ nH}$ nach

rechts Simulationsmodell des Arbeitsspalt nach Abschnitt 3.1

Die Simulationsmodelle des THS309x und der Messverstärker, der aus dem dreifach-OPV OPA3691 zusammengesetzt ist, stammen vom Hersteller Texas Instruments. Die Simulation findet am Modell des Arbeitsspalt nach Abschnitt 3 statt. Die Abhängigkeit der Übertragungsfunktion $G_{OL}(j\omega)$ der offenen Regelschleife vom Kathodenradius r_K ist im Bodediagramm in Abbildung 4.22 dargestellt.

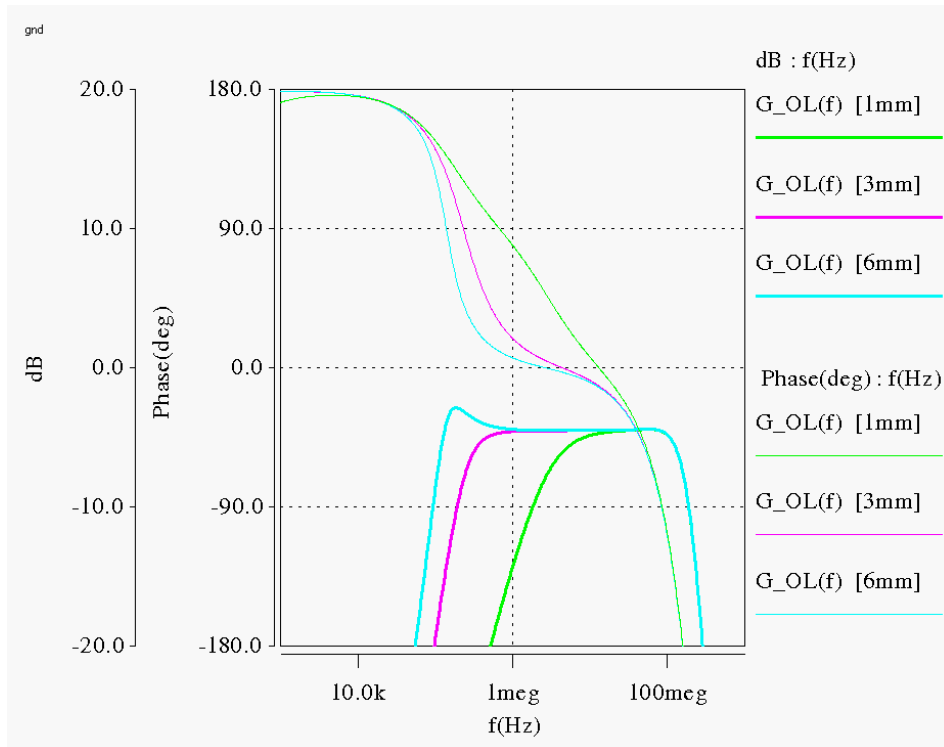


Abbildung 4.22

Darstellung von Betrag und Phase der Übertragungsfunktion $G_{OL}(j\omega)$ der offenen Regelstrecke im Bodediagramm in Abhängigkeit vom Kathodenradius r_K . Simulation einer Pulsquelle nach der Anordnung aus Abbildung 4.20 beziehungsweise Abbildung 4.21 an einem Arbeitsspaltmodell nach Abschnitt 3 (spezifischer Leitwert $\sigma = 0,1 \frac{S}{m}$, Spaltweite $h = 1 \mu m$,

Kapazitätsbelag der Doppelschichten $C_{DS}^* = 1 \cdot 10^{-6} \frac{\mu F}{m^2}$). Zuleitungsinduktivität: $L_{Zl} = 150 nH$; Messinduktivität: $L_{mess} = 10 nH$; Verstärkungsfaktor $k = 10$.

Bei der Frequenz, an der $G_{OL}(j\omega)$ die 0° -Achse schneidet, ist die Regelstrecke vollständig mitgekoppelt. Der Regelkreis ist nur dann stabil, wenn der Betrag von $G_{OL}(j\omega)$ bei dieser Frequenz kleiner $0 dB$ ist. Dies ist dann der Fall, wenn der Verstärkungsfaktor k kleiner ist, als das Verhältnis von Zuleitungsinduktivität L_{Zl} zur Messinduktivität L_{mess} . Für die Stabilität muss gelten:

$$k < \frac{L_{Zl}}{L_{mess}}. \quad (4.13)$$

Je kleiner der Faktor k ist, desto stabiler arbeitet die Regelung. Allerdings vergrößert sich mit Verkleinerung des Faktors der dynamische Fehler der Regelung. Dies verdeutlicht Abbildung 4.23. Dort sind die simulierten Verläufe der Spannung zwischen den Elektroden $u_{puls}(t)$ und

des Prozessstromes $i_p(t)$ der Pulseinheit nach Abbildung 4.21 an einem Arbeitsspalt nach Abschnitt 3 in Abhängigkeit von der Verstärkung k dargestellt. Für diese Simulation wird das Modell des Leistungsstufen-OPV durch das Modell eines idealisierten, bandbreitenbegrenzten OPV mit der zur Brückenschaltung äquivalenten Versorgungsspannung $U_b = \pm 24V$ ersetzt, um mit vertretbarem Simulationsaufwand höhere Prozessströme $i_p(t)$ realisieren zu können. Die Aussage des Ergebnisses wird davon nicht beeinflusst.

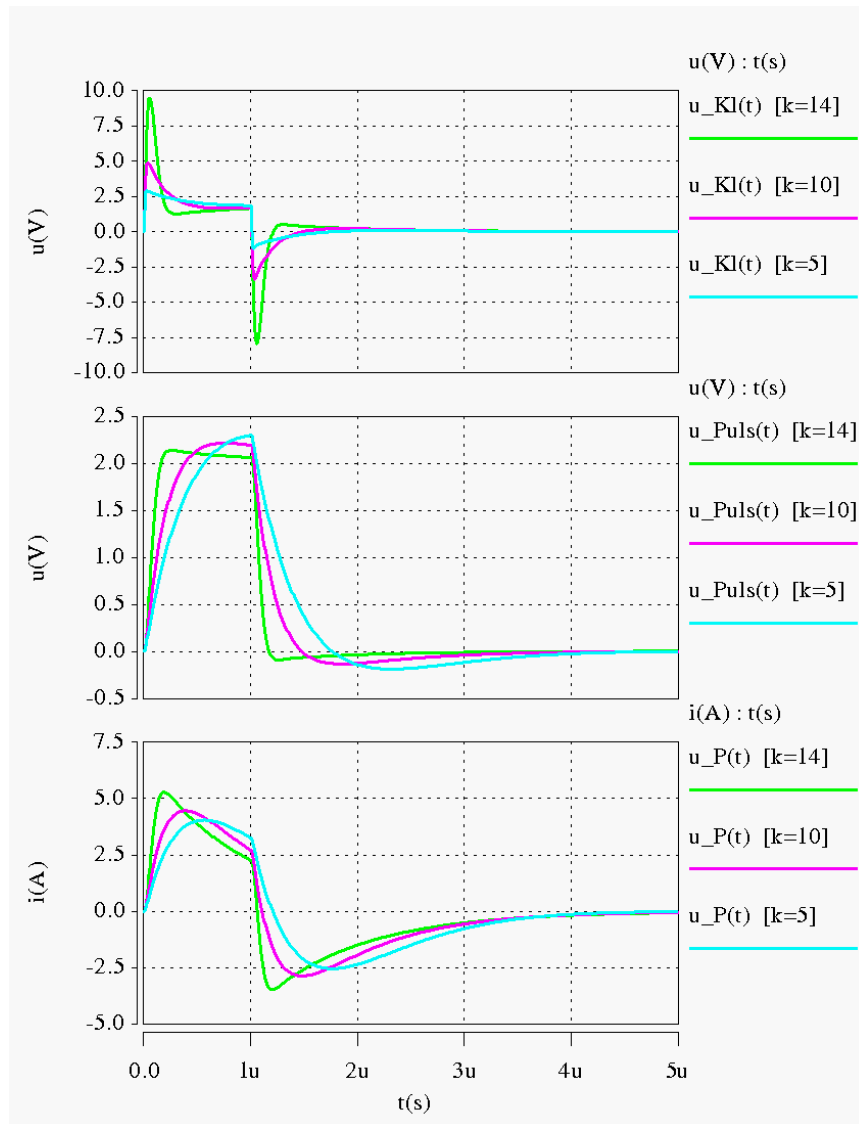


Abbildung 4.23:

Simulierte Verläufe von Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ (oben), Pulsspannung $u_{puls}(t)$ (mitte), Prozessstrom $i_p(t)$ (unten) in Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors k des Messverstärkers. Simulation einer Pulsquelle nach der Anordnung aus Abbildung 4.20 beziehungsweise Abbildung 4.21 an einem Arbeitsspaltmodell nach Abschnitt 3 (spezifischer Leitwert $\sigma = 0,1 \frac{S}{m}$, Spaltweite $h = 1 \mu m$, Kapazitätsbelag der Doppelschichten $C_{DS}^* = 1 \cdot 10^{-6} \frac{\mu F}{m^2}$). Zuleitungsinduktivität: $L_{Zl} = 150 nH$; Messinduktivität: $L_{mess} = 10 nH$.

Je weiter sich der Verstärkungsfaktor k des Messverstärkers von seinem theoretischem Maximum von $k = 15$ (Gleichung (4.13)) entfernt, desto mehr weicht die Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ von der angestrebten Rechteckform ab. Dementsprechend verändert sich der Verlauf des Prozessstromes $i_p(t)$. Mit Erreichen einer Verstärkung von $k = 0$ arbeitet die Schaltung vollständig unregelt und die Verläufe der Ströme und Spannungen entsprechen denen aus Abschnitt 4.4.

4.5.3 Regelung der Pulsspannung mit Hilfe der Berechnung der Elektrodenspannung

Eine weitere Möglichkeit der Regelung der analogen Pulsquelle nach Abbildung 4.16 besteht darin, aus den messbaren, elektrischen Pulsparametern (Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ und Prozessstrom $i_p(t)$) in einem Zwischenschritt die nicht direkt messbare Pulsspannung $u'_{Puls}(t) \cong u_{Puls}(t)$ zu ermitteln. Diese Spannung $u'_{Puls}(t)$ dient in einem klassischen Regelkreis nach Abbildung 4.24 als Istwert und wird vom analogen Sollwert $u_e(t)$ abgezogen. Die entstehende Regelabweichung $u_f(t)$ wird in einem Regler verarbeitet und dessen Ausgangssignal dient als Eingangssignal der Leistungsstufe.

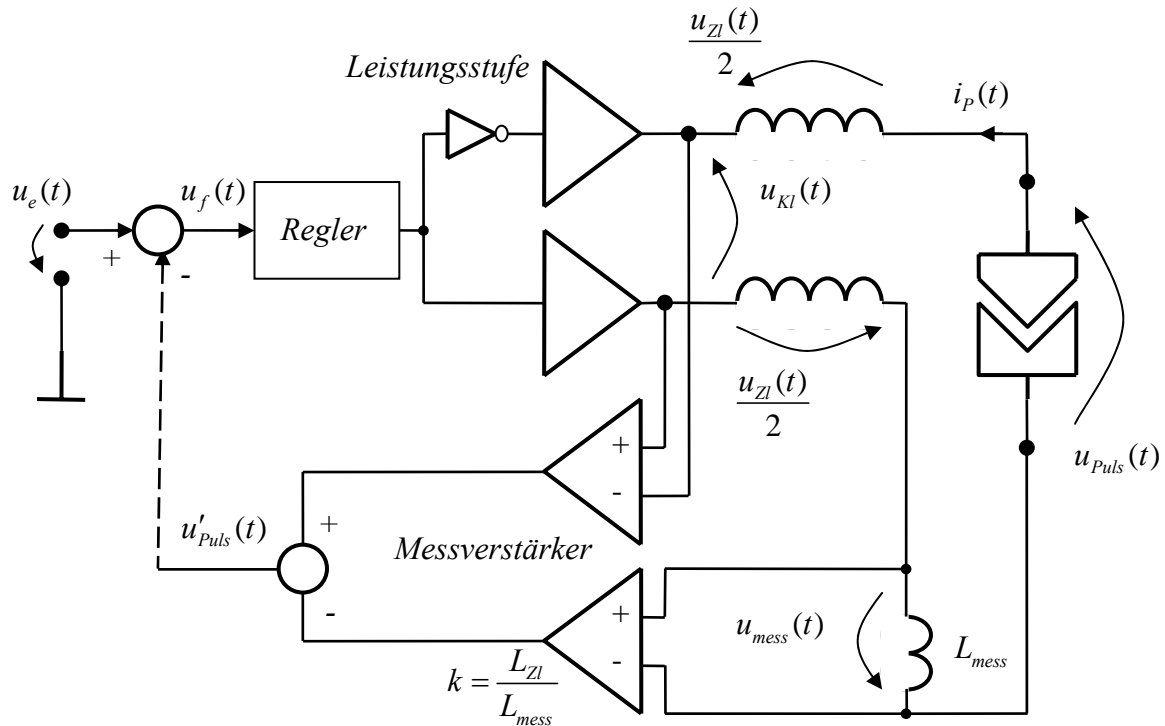


Abbildung 4.24:

Schema der Regelung einer analogen Pulsquelle mit Hilfe der Berechnung der Pulsspannung $u'_{Puls}(t) \cong u_{Puls}(t)$. (analoge Eingangsspannung $u_e(t)$, Spannung $u_{Zl}(t)$ über der Zuleitungsinduktivität, Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$, Prozessstrom $i_p(t)$, Spannung $u_{mess}(t)$ über der Messinduktivität L_{mess} , Verstärkungsfaktor k des Messverstärkers).

Die Ermittlung von $u'_{Puls}(t)$ kann durch zwei miteinander verschaltete Instrumentenverstärker bestehend aus jeweils drei OPA3691 geschehen. Ein Instrumentenverstärker dient zur Erfassung der Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ und der andere zur Erfassung der Spannung $u_{mess}(t)$ über der Messinduktivität L_{mess} . Die Simulationsanordnung mit den Simulationsmodellen für die OPA3691 vom Hersteller Texas Instruments ist in Abbildung 4.25 dargestellt.

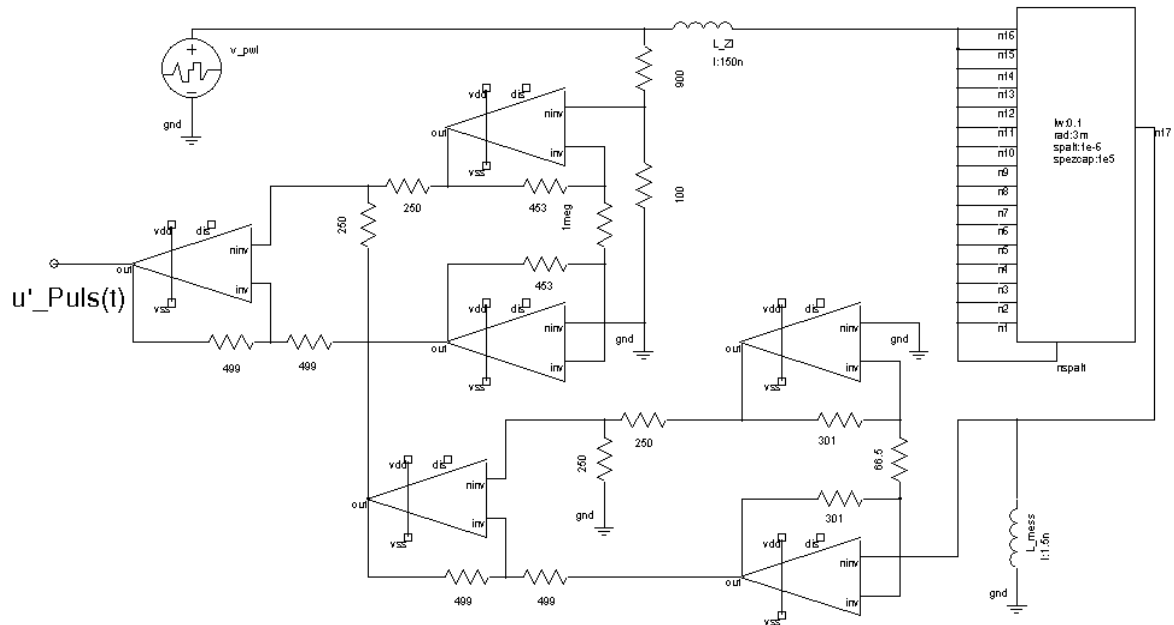


Abbildung 4.25:

Simulationsschaltung für die Berechnung der Pulsspannung $u'_{Puls}(t)$. Die wichtigsten Elemente sind:

v_pwl

Klemmenspannung mit der Amplitude $\hat{u}_{KI}(t) = 2V$

Operationsverstärker

Simulationsmodelle der OPV OPA3691 von Texas Instruments

L_Zl

Zuleitungsinduktivität $L_{Zl} = 150\text{ nH}$ nach Abschnitt 3.4

L_mess

Messinduktivität $L_{mess} = 10\text{ nH}$

rechts

Simulationsmodell des Arbeitsspalt nach Abschnitt 3.1

Mit Hilfe dieser Anordnung wird eine Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ zwischen den Elektroden des Spaltmodells nach Abschnitt 3 und die dementsprechende Messspannung $u'_{Puls}(t)$ simuliert. Das Ergebnis dieser Simulation ist für eine beliebige Pulsspannung in Abbildung 4.26 (oben) dargestellt. Weiterhin wird der Zusammenhang zwischen $u'_{Puls}(t)$ und $u_{Puls}(t)$ im Frequenzbereich dargestellt (Abbildung 4.26 unten). Bis zum Erreichen einer Grenzfrequenz von rund 100 MHz (-3 dB) verhält sich die Übertragungscharakteristik der Messanordnung linear. Die Simulationen sind unter der Annahme gemacht, dass sowohl Zuleitungs- als auch Messinduktivität einen im Frequenzbereich und während der Bearbeitungsdauer konstante Induktivitätswerte besitzen. Ein sich in der Realität änderndes Verhalten der Zuleitung kann das Ergebnis verschlechtern.

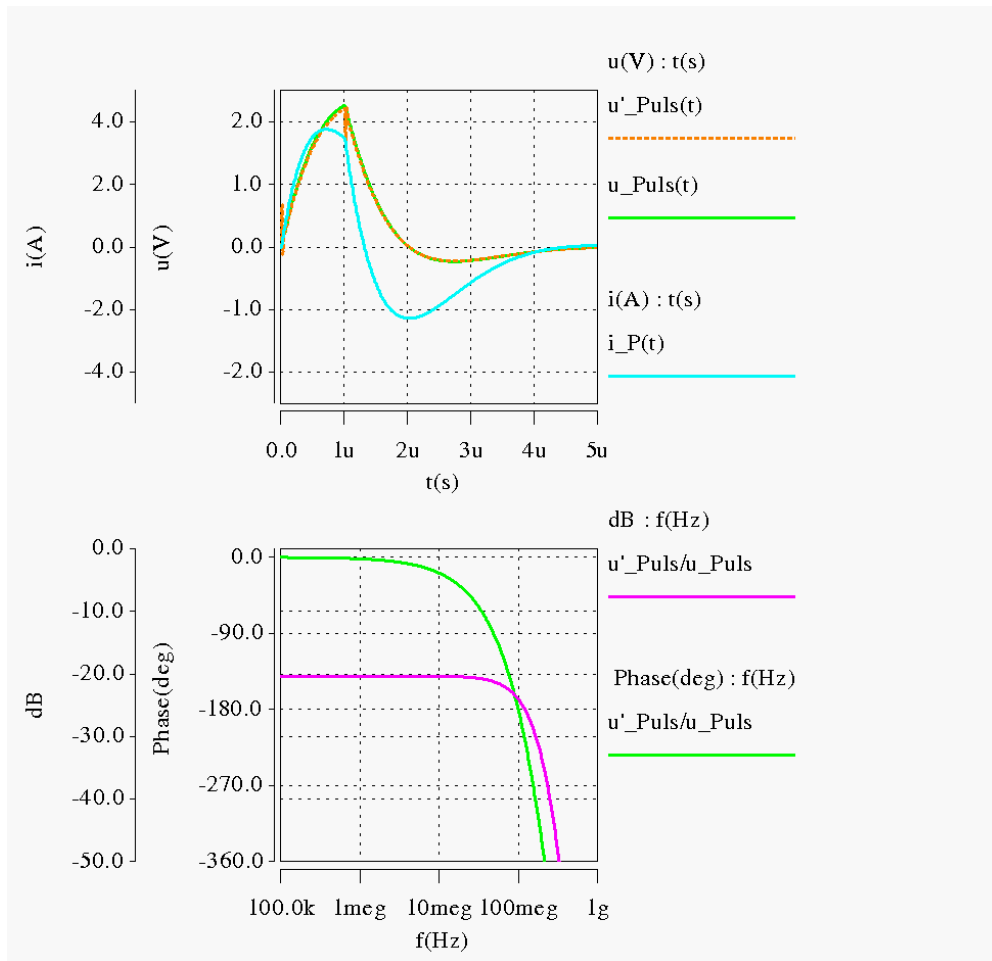


Abbildung 4.26:

Durch Simulation ermittelter Zusammenhang zwischen Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ und $u'_{Puls}(t)$ bei einem beliebigen Prozessstrom $i_p(t)$ (oben) und als Funktion der Frequenz (unten). Simulation des Modells in Abbildung 4.25.

Ein weiteres Anwendungsgebiet dieses Verfahrens ist die Erfassung von Kurzschlüssen. Zum Schutz von Elektroden und Energiequelle ist es nötig, Kurzschlüsse zwischen Werkzeug und Werkstück schnell zu erkennen und zu beseitigen. Die Erfassung eines Kurzschlusses kann durch Vergleichen der Pulsspannung $u'_{Puls}(t) \cong u_{Puls}(t)$ mit dem Prozessstrom $i_p(t)$ geschehen.

Übersteigt das Verhältnis $\frac{u'_{Puls}(t)}{i_p(t)}$ einen festzulegenden Grenzwert, ist ein Kurzschluss sehr wahrscheinlich.

Zum Entwurf eines passenden Reglers für diese Schaltung wird eine vereinfachte Betrachtung der Regelstrecke vorgenommen, indem diese auf eine Reihenschaltung aus einer Leitungsinduktivität L_{Zl} , einer diskreten Doppelschichtkapazität C_{DS} und einem diskreten Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$ reduziert wird.

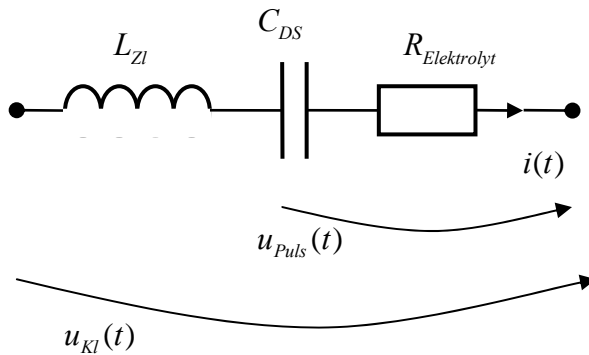


Abbildung 4.27:

Darstellung der vereinfachten Regelstrecke (Zuleitungsinduktivität L_{Zl} , Doppelschichtkapazität C_{DS} , Elektrolytwiderstand $R_{Elektrolyt}$, Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$, Pulsspannung $u_{Puls}(t)$).

Die Übertragungsfunktion $G_S(j\omega)$ dieser vereinfachten Strecke kann aus den elektrischen Zusammenhängen berechnet werden:

$$G_S(j\omega) = \frac{u_{Puls}(j\omega)}{u_{Kl}(j\omega)} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{DS}} + R_{Elektrolyt}}{j\omega L_{Zl} + \frac{1}{j\omega C_{DS}} + R_{Elektrolyt}}. \quad (4.14)$$

Durch Transformation in den Laplace-Bereich ergibt sich die Übertragungsfunktion $G_S(s)$ in Abhängigkeit vom Laplace-Operator s :

$$G_S(s) = \frac{sR_{Elektrolyt}C_{DS} + 1}{s^2L_{Zl}C_{DS} + sR_{Elektrolyt}C_{DS} + 1}. \quad (4.15)$$

Diese PDT_2 -Strecke enthält neben dem schwingfähigen PT_2 -Glied (Nullstellen des Nennerpolynoms) auch einen differenzierenden Anteil D durch die Nullstelle des Zählerpolynoms. Zudem ist der Lage der Pole und Nullstellen in der Laplace-Ebene sehr stark vom Zustand des Arbeitsspaltes abhängig. Dadurch versagen an dieser Strecke die klassischen Methoden der Reglersynthese [14][17]. Der Entwurf eines Reglers, der sowohl die Stabilität der Regelstrecke als auch ein akzeptables Führungsverhalten der Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ über einen weiten

Parameterbereich garantiert, passt nicht in den Rahmen dieser Arbeit. Weiterhin sind der Realisierung eines passenden Reglers physikalische Grenzen hinsichtlich der Leistungsfähigkeit verfügbarer Operationsverstärker gesetzt. In dem Regler müssen sehr hohe Verstärkungen über eine hohe Bandbreite realisiert werden.

Stattdessen wird die prinzipielle Funktion der Schaltung an Hand einer Simulation mit idealen Bauelementen an einem Arbeitsspalt nach Abschnitt 3 gezeigt. Die Simulationsanordnung ist in Abbildung 4.28 dargestellt.

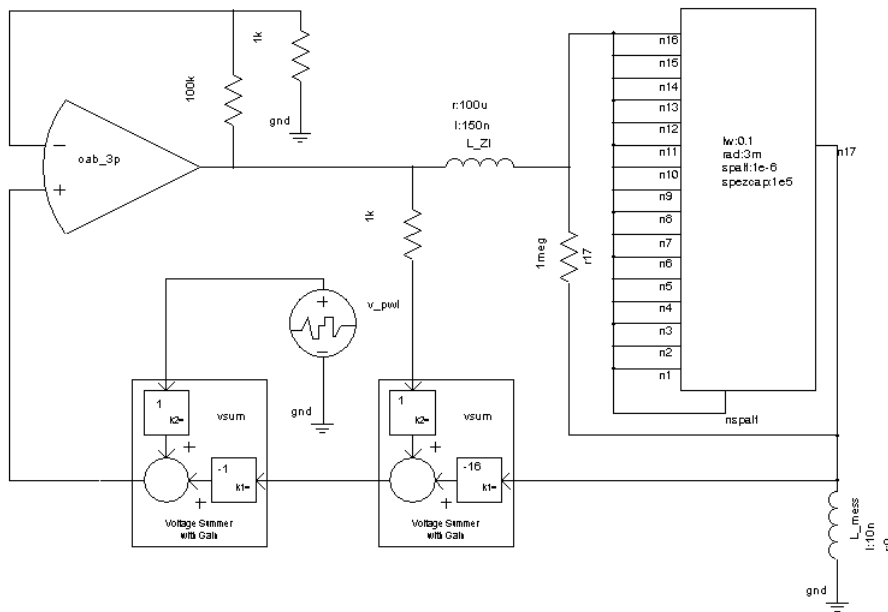


Abbildung 4.28:

Simulationsschaltung für die Regelung einer analogen Pulsquelle mit Hilfe der Berechnung der Pulsspannung $u'_{Puls}(t)$. Simulation mit idealen Halbleitern. Die wichtigsten Elemente sind:

- v_pwl analoge Eingangsspannung mit der Amplitude $\hat{u}_e(t) = 2V$
- L_Zl Zuleitungsinduktivität $L_{Zl} = 150nH$ nach Abschnitt 3.4
- L_mess Messinduktivität $L_{mess} = 10nH$
- rechts Simulationsmodell des Arbeitsspalt es nach Abschnitt 3.1

Die Daraus resultierenden Verläufe der Klemmenspannung $u_{kl}(t)$, der Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ (oben) und des Prozessstromes $i_p(t)$ (unten) sind in Abbildung 4.29 dargestellt.

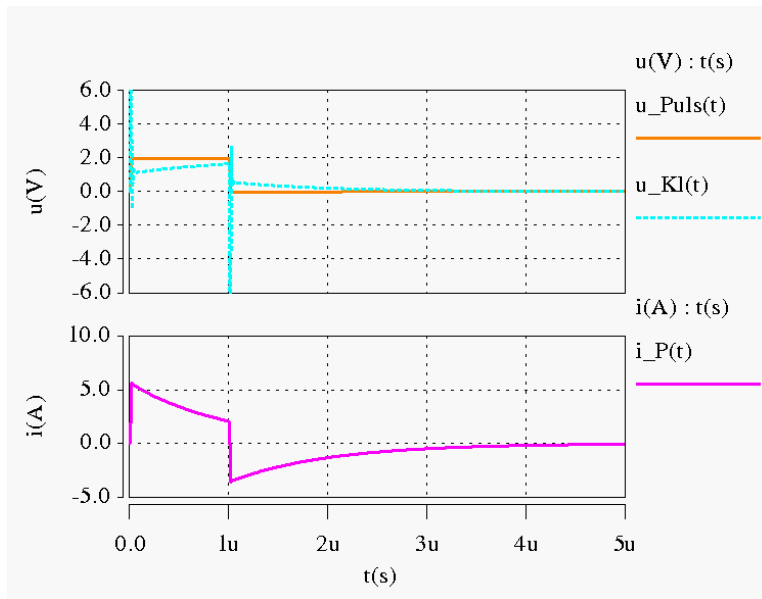


Abbildung 4.29:

Simulierte Verläufe von Pulsspannung $u_{Puls}(t)$, Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$ (oben), sowie Prozessstrom $i_p(t)$ (unten). Simulation einer Pulsquelle nach der Anordnung aus Abbildung 4.24 beziehungsweise Abbildung 4.28 an einem Arbeitsspaltmodell nach Abschnitt 3 (spezifischer Leitwert $\sigma = 0,1 \frac{S}{m}$, Kathodenradius $r_k = 3 \text{ mm}$, Spaltweite $h = 1 \mu\text{m}$, Kapazitätsbelag der Doppelschichten $C_{DS}^* = 1 \cdot 10^{-6} \frac{\mu F}{m^2}$). Zuleitungsinduktivität: $L_{Zl} = 150 \text{ nH}$; Messinduktivität: $L_{mess} = 10 \text{ nH}$.

4.6 Vergleich zwischen den Schaltungsvarianten aus den Abschnitten 4.5, 4.6 und 4.7

In diesem Abschnitt sollen die in den vorangegangenen Abschnitten erläuterten Schaltungsvarianten hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile miteinander verglichen werden. Dies geschieht durch die Gegenüberstellung in folgender Tabelle 1. Sie stellt gleichzeitig eine Zusammenfassung der in den vergangenen Abschnitten gewonnen Erkenntnisse dar.

	Ungesteuerte Push-Pull-Topologie	Dynamische Pulseinheit	
		durch Mitkopplung geregelt	durch Berechnung der Elektroden-spannung geregelt
Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Stromtragfähigkeit	<p>Sehr hoch.</p> <p>Durch den Einsatz diskreter, leistungsfähiger MOSFET mit der Möglichkeit zur Verwendung effektiver Kühlmethoden, wie Wasserkühlung, kann die Pulseinheit mit sehr hohen Strömen belastet werden.</p>	<p>Gering.</p> <p>Die integrierten OPV besitzen jeweils einen geringen maximalen Ausgangsstrom. Sie erzeugen während des Betriebs eine vergleichsweise hohe Verlustleistung, die abgeführt werden muss. Die Kühlung kann nur über die Oberfläche des Platinenmaterials (PCB) erfolgen.</p>	
Abweichung der Pulsspannung zwischen den Elektroden $u_{\text{Puls}}(t)$ von der gewünschten Form	<p>Sehr hoch.</p> <p>Höhere Prozessströme $i_p(t)$ werden sehr stark von der Zuleitungsinduktivität L_{Zl} beeinflusst. Dementsprechend treten unerwünschte Veränderungen der Form des Verlaufs der Prozessspannung $u_{\text{Puls}}(t)$ auf.</p>	<p>Niedrig.</p> <p>Der Einfluss der Zuleitungsinduktivität L_{Zl} auf die Verläufe von Pulsspannung $u_{\text{Puls}}(t)$ und Prozessstrom $i_p(t)$ wird durch die Regelung annähernd kompensiert.</p>	<p>Sehr niedrig,</p> <p>Ein geeigneter Regler ist in der Lage, viele Einflüsse der Übertragungsstrecke auf die Pulsspannung $u_{\text{Puls}}(t)$ vollständig zu kompensieren.</p>

Schaltungsaufwand	<p>Niedrig.</p> <p>Die beiden diskreten MOSFET benötigen nur wenige externe Schaltungskomponenten.</p>	<p>Hoch.</p> <p>Für einen Prozessstrom $i_p(t)$ ist die Parallelschaltung entsprechend vieler OPV nötig. In einer Brückenschaltung verdoppelt sich die Anzahl. Ein maximaler Prozessstrom von $\hat{i}_p(t) = 100 \text{ A}$ setzt bis zu 800 OPV voraus. Die Regelung ist verhältnismäßig einfach realisierbar.</p>	<p>Sehr hoch.</p> <p>Zusätzlich zu der Parallelschaltung der OPV ist die Realisierung einer aufwändigen Reglerschaltung nötig.</p>
Baugröße und Möglichkeiten zur weiteren Integration	<p>Klein.</p> <p>Die Größe der MOSFET kann besonders aus thermischen Gesichtspunkten kaum weiter verringert werden. Eine weitere Integration kann nur in der Peripherie, wie Treiber- oder Steuerungsschaltung, stattfinden.</p>	<p>Groß.</p> <p>Die hohe Anzahl der Leistungsstufen-OPV benötigt eine entsprechende Platinenfläche. Weiterhin wird die Platinenfläche gleichzeitig für die Abführung der entstehenden Verlustleistung benötigt.</p> <p>Eine Entwicklung auf diese Anwendung spezialisierter OPV oder das Zusammenfassen mehrerer OPV in Modulen kann die Baugröße der Pulseinheit weiter verringern.</p>	

Tabelle 1:

Gegenüberstellung der untersuchten Schaltungsvarianten.

Aus Tabelle 1 geht hervor, dass die Push-Pull-Topologie und die durch Mitkopplung geregelte, dynamische Pulseinheit die meisten Vorteile besitzen. Deshalb sollen diese im Folgenden praktisch realisiert werden. Die Push-Pull-Topologie ist dahingehend von Interesse, dass die tatsächlich durch die Zuleitungsinduktivität bedingten Grenzen der Einsatzfähigkeit eruiert werden können. Mit der durch Mitkopplung geregelten Pulseinheit soll festgestellt werden,

inwiefern eine Verbesserung der elektrischen und daraus folgend prozesstechnischen Ergebnisse gegenüber einer klassischen, unregelmäßigen Pulseinheit erreicht wird.

5 Aufbau und Test der Schaltungsvarianten

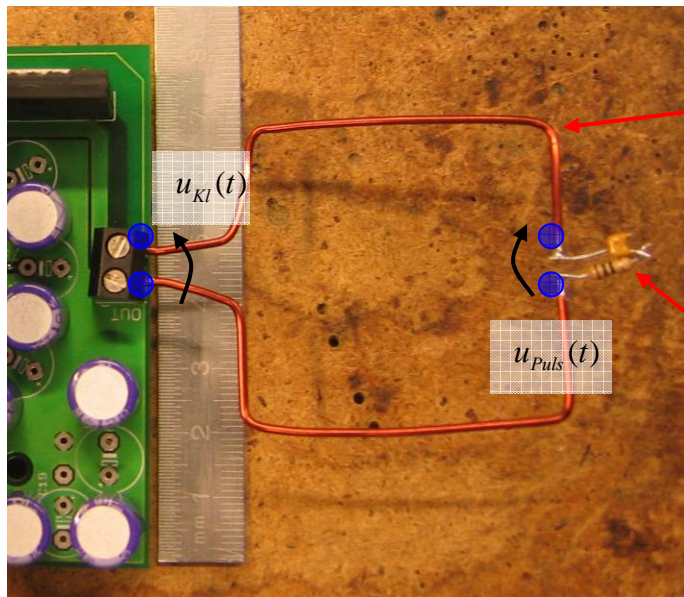
Bei der praktischen Realisierung der in Abschnitt 4.6 ausgewählten Schaltungsvarianten sind hinsichtlich der auftretenden Signalfrequenzen bestimmte Design-Regeln zu beachten. An dieser Stelle sollen einige dieser Regeln kurz erläutert werden. Anschließend wird der grundlegende Aufbau der Versuchsvorrichtung beschrieben.

Die zwischen den einzelnen Bauteilen übertragenen Signale besitzen Bandbreiten von bis zu 200 MHz . Die Frequenzen besitzen Wellenlängen von mehr als einem Meter. Somit sind für die Übertragung von Signalen innerhalb der Pulseinheit, deren Abmessungen nur wenige Zentimeter betragen, keine leitungstheoretischen Betrachtungen notwendig. Die Leitungsparameter, insbesondere die Leitungskapazitäten, können als konzentrierte Elemente betrachtet werden. Zur Entlastung der Signalquellen und zur Erhöhung der Übertragungsbandbreite werden die Leitungskapazitäten gegen die Bezugspotentialflächen durch die Minimierung der Leiterbahndicken reduziert. Weitere parasitäre Kapazitäten bilden sich zwischen unterschiedlichen Bezugspotentialflächen mit verschiedenen Potentialen aus. Diese Bezugspotentialflächen dürfen sich nicht über verschiedene Lagen der Platine überlappen. Das gleiche gilt für die konsequente elektrische und räumliche Trennung von digitalem und analogem Bezugspotential. Die Masseführungen zwischen verschiedenen Teilen der Schaltungen müssen, da weitestgehend auf Potentialtrennungen verzichtet wird, sternförmig erfolgen. Dies verringert die Beeinflussung der Schaltungsteile untereinander und mindert das Einkoppeln externer Störungen.

Neben konventionellen Operationsverstärkern, die mit einer Spannungsrückkopplung arbeiten (engl. Voltage Feedback Amplifier: VFA), kommen in einigen Teilen der Schaltungen Typen von Operationsverstärkern zum Einsatz, die mit einer Stromrückkopplung (engl. Current Feedback Amplifier: CFA) zum Einsatz. Diese besitzen gegenüber den VFA den Vorteil, dass sich die Übertragungsbandbreite des geschlossenen Regelkreises des OPV mit steigender Schleifenverstärkung nicht verringert. Die Bandbreite der OPV-Schaltung wird durch die Größe des Rückführungswiderstandes beeinflusst. Allerdings besitzen CFA im Allgemeinen kein besonders gutes DC-Verhalten (Eingangsoffsetspannung und Offsetdrift), was bei der Schaltungsentwicklung berücksichtigt werden muss.

Da während dieser Arbeit keine brauchbare μPECM -Zelle zur Verfügung steht, wird in den folgenden Abschnitten jeweils die grundlegende Funktion der aufgebauten Schaltungsvarian-

ten an einem sehr stark vereinfachten Arbeitsspalt-Modell untersucht. Dieses Modell besteht, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, aus einer Leiterschleife, deren Form der in Abschnitt 3.4 untersuchten Leiterschleife ähnlich ist. Die quadratische Schleife besitzt eine Seitenlänge von $a = b = 50 \text{ mm}$ und eine runde Querschnittsfläche mit dem Flächeninhalt von rund $1,5 \text{ mm}^2$. Der Arbeitsspalt wird durch Reihenschaltung eines diskreten Widerstandes $R_{\text{Elektrolyt}}$ mit einem diskreten Kondensator C_{DS} nachgebildet (Abbildung 5.1).



Nachbildung der Zuleitungsinduktivität durch eine quadratische Leiterschleife mit der Seitenlänge von $a = b = 50 \text{ mm}$

Nachbildung des Arbeitsspalt durch RC-Glieder aus diskreten Bauelementen C_{DS} und $R_{\text{Elektrolyt}}$

Abbildung 5.1:
Versuchsanordnung zur Nachbildung von Zuleitungsinduktivität und Arbeitsspalt. Die Messpunkte zur Ermittlung der Klemmenspannung $u_{\text{Kl}}(t)$ und Pulsspannung $u_{\text{Puls}}(t)$ sind blau gekennzeichnet.

Diese Anordnung bildet den tatsächlichen μPECM -Prozess nur sehr ungenügend nach. Es lassen sich allerdings erste Aussagen über die Grenzen der sinnvollen Nutzung der untersuchten Schaltungen ableiten. Die im Folgenden dargestellten Verläufe der Klemmenspannung $u_{\text{Kl}}(t)$ und der Pulsspannung $u_{\text{Puls}}(t)$ werden an den in Abbildung 5.1 blau markierten Messpunkten abgenommen. Der Prozessstrom $i_p(t)$ wird durch eine Strommesszange vom Typ Tektronix A 6302 in der Leiterschleife gemessen. Die Einfügeinduktivität der Messzange liegt im betrachteten Frequenzbereich bei rund 15 nH . Die Erhöhung der Gesamtinduktivität der Anordnung um diesen Wert beträgt ca. 10% und soll in den weiteren Betrachtungen vernachlässigt werden. Die Werte von $R_{\text{Elektrolyt}}$ und C_{DS} werden jeweils so gewählt, dass die gewählte Pulsdauer identisch mit der Zeitkonstante des RC-Gliedes ist:

$$t_i = \tau = R_{\text{Elektrolyt}} \cdot C_{DS} = 500 \text{ ns} .$$

5.1 Variante aus Abschnitt 4.4 – Push-Pull-Topologie

Zur Realisierung dieser Topologie wird die Schaltung in drei Teile geordnet. Dieser modulare Aufbau der Pulseinheit erleichtert das Austauschen einzelner Komponenten und sichert die räumliche Trennung von Leistungs- und Mess-, beziehungsweise Steuerelektronik. Das Herzstück bildet die Leistungsplatine. Auf ihr befinden sich die leistungselektronischen Komponenten. Dazu gehören neben den Leistungs-MOSFET die Anschlüsse für die Versorgungsspannungen und die Ausgangsklemmen, die Pufferkondensatoren des Gleichspannungszwischenkreises und die Shuntwiderstände.

Die Leistungs-MOSFET nach Abschnitt 4.4.2 sind zur Minimierung der Kommutierungsinduktivitäten zwischen beiden MOSFET deckungsgleich auf beiden Seiten der Platine angeordnet. In der Umgebung der MOSFET steht ausreichend Platz zur Verfügung, um optional einen entsprechenden Kühlkörper einsetzen zu können. Die Befestigung beider Kühlkörper ist dahingehend vorgesehen, dass trotz eines hohen Anpressdruckes keine Biegekräfte auf das Platinenmaterial ausgeübt werden.

Konzentrisch um die MOSFET sind die Kondensatoren des Gleichspannungspuffernetzwerkes angeordnet. An dieser Stelle kommen spezielle Kondensatoren mit einem organischen, halbleitenden Fest-Elektrolyten zum Einsatz. Diese besitzen gegenüber herkömmlichen Kondensatoren mit flüssigem Elektrolyten ein deutlich besseres Verhalten bei höheren Frequenzen, sowie einen wesentlich geringeren äquivalenten Serienwiderstand bei gleichzeitig verringerter Baugröße. Diese Kondensatoren sind somit ideal geeignet für kompakte Schaltungen dieses Leistungsbereichs.

Zwischen den MOSFET und den Ausgangsklemmen befinden sich die beiden Shuntwiderstände nach Abschnitt 4.3. Es werden zwei Vierleiter-Widerstände eingesetzt. Diese besitzen jeweils zwei Leistungs- und zwei Messanschlüsse, um zu verhindern, dass die Übergangswiderstände der Lötverbindungen die Messergebnisse verfälschen.

Die Steuerplatine wird über einen Erweiterungskartensteckplatz mit dem Leistungsteil verbunden. Auf ihr befinden sich die Potentialtrennung der Steuersignale nach Abschnitt 4.4.1, die MOSFET-Treiber und die Messverstärker zur Erfassung des Prozessstromes $i_p(t)$ nach Abschnitt 4.3. Ein weiterer Messverstärker erfasst die Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ der Pulseinheit.

Die dritte Platine enthält die Signalübertragung nach Abschnitt 4.2. Zusätzlich überwacht ein Komparator den Prozessstrom $i_p(t)$. Überschreitet dieser einen definierten Wert, wird die

Pulseinheit durch Sperren beider MOSFET in einen hochohmigen Zustand versetzt. Im Fehlerfall wird eine entsprechende Meldung an das Steuergerät übermittelt.

Auf der Leistungsplatine befindet sich ein dritter Erweiterungskartensteckplatz. Dieser ist für die Kurzschlusserkennung vorgesehen.

In Abbildung 5.2 ist die gesamte Pulseinheit und ihre Komponenten abgebildet.

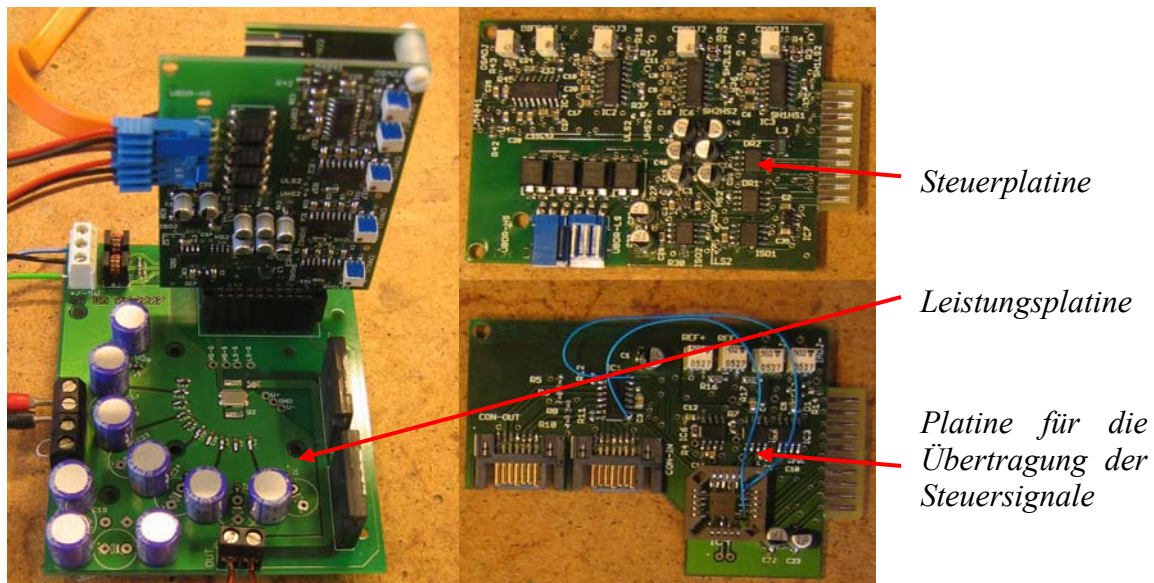


Abbildung 5.2:
Prototyp der Pulseinheit nach der Push-Pull-Topologie (Abschnitt 4.4).

5.1.1 Messergebnisse zur Push-Pull-Topologie

Die Amplitude der Spannungspulse an den Anschlussklemmen nach Abbildung 5.1 beträgt jeweils $\hat{u}_{Kl} = 5V$.

Für hohe Impedanzen (Abbildung 5.3) erzeugt die gesteuerte Pulseinheit wie gefordert rechteckförmige Verläufe der Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ am RC-Glied. Der Prozessstrom $i_p(t)$ erreicht verhältnismäßig verzögerungsfrei seine Maximalwerte $|\hat{i}_p(t)|$ und besitzt während des Ladens und Entladens des RC-Gliedes einen exponentiellen Verlauf.

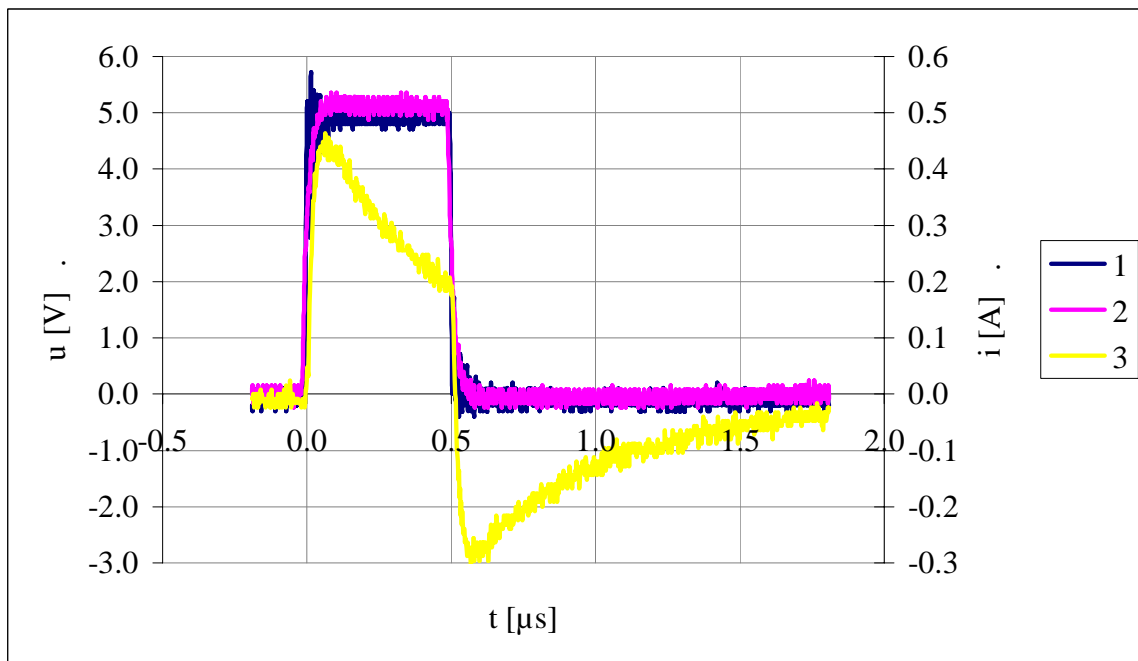


Abbildung 5.3:

Verläufe der Spannungen und Ströme an der Versuchsanordnung nach Abbildung 5.1.

$$R_{\text{Elektrolyt}} = 10\Omega, \quad C_{DS} = 47\text{ nF}$$

- 1: Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$
- 2: Pulsspannung $u_{Puls}(t)$
- 3: Prozessstrom $i_p(t)$

Mit sinkender Impedanz des RC-Gliedes steigt der zum Laden der Kapazität C_{DS} nötige Prozessstrom $\hat{i}_p(t)$. Mit steigendem Prozessstrom steigt der Einfluss der Zuleitungsinduktivität L_{Zl} auf die Verläufe von Pulsspannung $u_{Puls}(t)$ und Prozessstrom $i_p(t)$ nach Abschnitt 4.4.3 an. Bei Pulsbeginn und bei Pulsendes wird durch die Verzögerung der Stromänderung das Laden und Entladen des RL-Gliedes bestehend aus dem Widerstand $R_{Elektrolyt}$ und der Zuleitungsinduktivität L_{Zl} deutlich erkennbar (Abbildung 5.4).

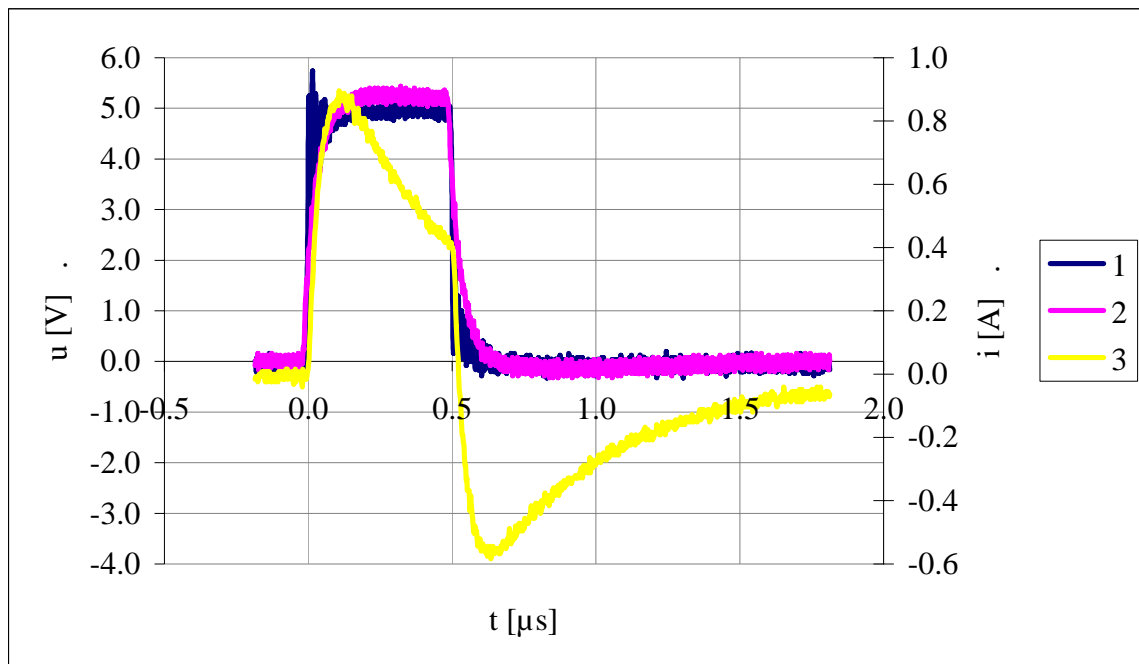


Abbildung 5.4:

Verläufe der Spannungen und Ströme an der Versuchsanordnung nach Abbildung 5.1.

$R_{Elektrolyt} = 4,7 \Omega$, $C_{DS} = 100 \text{ nF}$

1: Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$

2: Pulsspannung $u_{Puls}(t)$

3: Prozessstrom $i_p(t)$

Da zwischen MOSFET und den Messpunkten der Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ bereits eine bestimmte Reiheninduktivität auf Grund der Leitungsstruktur auf der Platine und der eingesetzten Shuntwiderstände existiert, ist der gleiche Effekt in wesentlich schwächerer Form auch an der gemessene Klemmenspannung $u_{kl}(t)$ zu beobachten.

Nach Gleichung (4.9) und einem Faktor von $x = 20\%$ ergibt sich ein maximaler, Prozessstrom von rund $\hat{i}_p(t) = 1,1 A$. Dieser Wert deckt sich in etwa mit den in Abbildung 5.4 beziehungsweise Abbildung 5.5 dargestellten Verläufen.

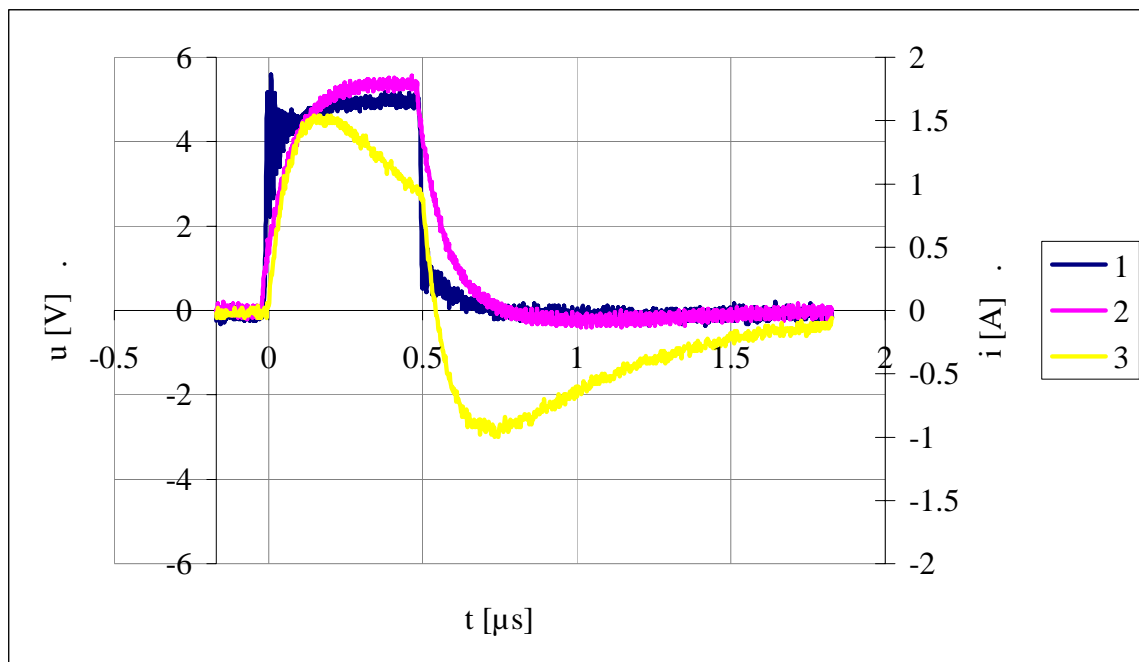


Abbildung 5.5:

Verläufe der Spannungen und Ströme an der Versuchsanordnung nach Abbildung 5.1.

$$R_{\text{Elektrolyt}} = 2,4 \Omega, \quad C_{DS} = 200 \text{ nF}$$

- 1: Klemmenspannung $u_{kl}(t)$
- 2: Pulsspannung $u_{\text{Puls}}(t)$
- 3: Prozessstrom $i_p(t)$

Eine darüber hinaus verringerte Lastimpedanz erzeugt eine sehr starke Deformationen der Verläufe von Strom und Spannungen (Abbildung 5.6). Dem Prozessstrom ist es während der Pulsdauer nicht mehr möglich, seinen Maximalwert zu erreichen.

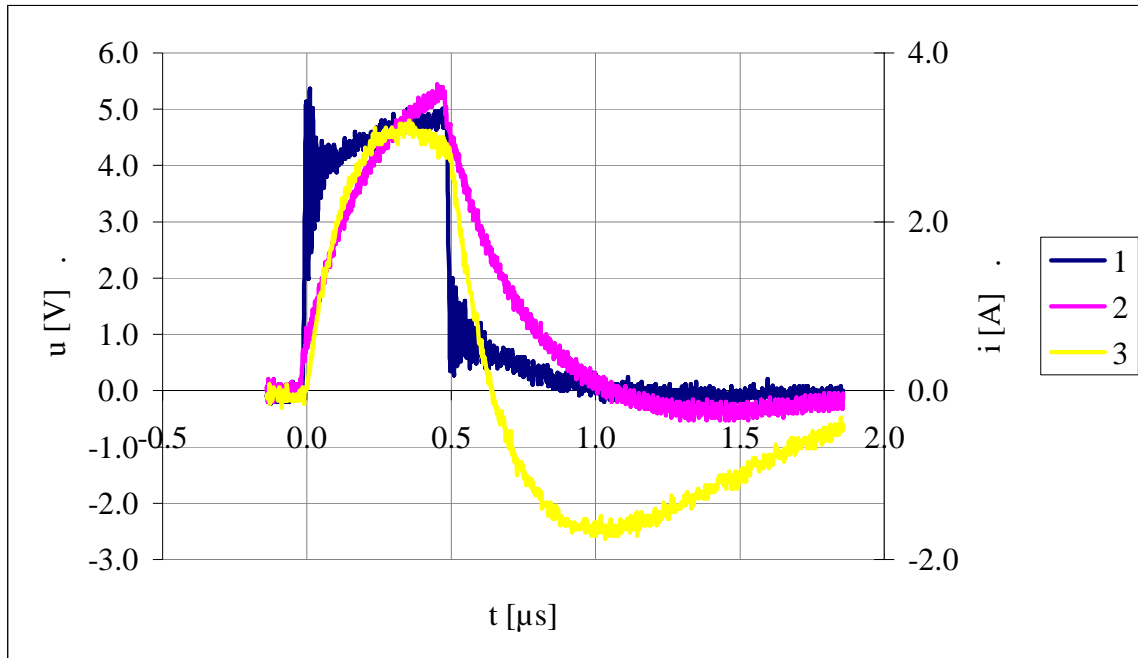


Abbildung 5.6:

Verläufe der Spannungen und Ströme an der Versuchsanordnung nach Abbildung 5.1.

$$R_{\text{Elektrolyt}} = 1\Omega, C_{DS} = 530\text{ nF}$$

1: Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$

2: Pulsspannung $u_{Puls}(t)$

3: Prozessstrom $i_P(t)$

Wie in Abschnitt 5.1 gesagt, wird in dieser Schaltung der Prozessstrom $i_p(t)$ nach der in Abschnitt 4.3 beschriebenen Methode erfasst. Um die Funktion dieser Methode praktisch zu demonstrieren, wird die dem Prozessstrom proportionale Messspannung $u_o(t)$ mit dem vom Referenzmesssystem ermittelten Verlauf des Prozessstromes $i_p(t)$ verglichen. Zur Verdeutlichung des Effekts wird zusätzlich die Spannung $u_s(t)$ über dem Shuntwiderstand mit dem größeren Widerstandsbetrag dargestellt.

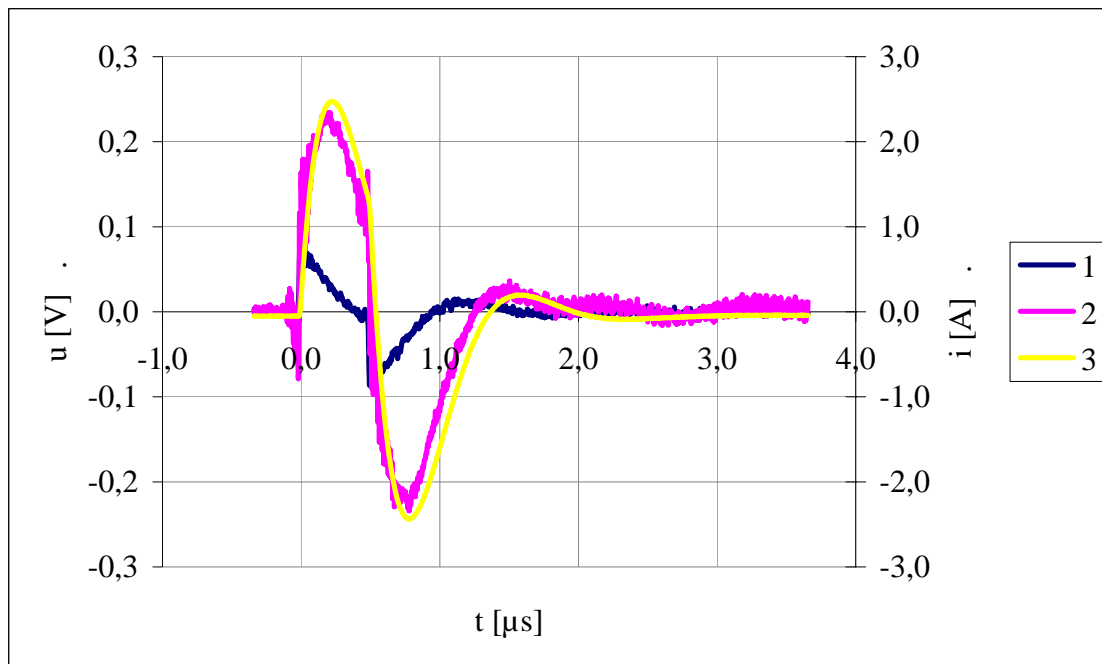


Abbildung 5.7:

Verläufe der Spannungen und Ströme an der Versuchsanordnung nach Abbildung 5.1.

$R_{\text{Elektrolyt}} = 1\Omega$, $C_{DS} = 200\text{ nF}$, (Mittelwert über 500 Messungen)

- 1: Spannung über dem Shuntwiderstand $u_s(t)$
- 2: Messspannung $u_o(t)$ (nach Abschnitt 4.3)
- 3: tatsächlicher Prozessstrom $i_p(t)$ (Referenzmesssystem)

Die gemessenen Einzelverläufe der Spannungen sind vermutlich auf Grund der niedrigen Signalstärken sehr verrauscht. Zur besseren Darstellung wird eine Mittelung über mehrere Pulse durchgeführt. Es ist deutlich erkennbar, dass die Spannung $u_s(t)$ über dem Shuntwiderstand keine Aussage über den tatsächlich fließenden Prozessstrom $i_p(t)$ zulässt. Die Ähnlichkeit zwischen Prozessstrom $i_p(t)$ und Messspannung $u_o(t)$ hingegen ist sehr groß.

5.2 Variante aus Abschnitt 4.5 – Mitgekoppelte, geregelte Pulseinheit

Der Aufbau dieser Schaltungsvariante erfolgt ebenfalls modular. Die Operationsverstärker der Leistungsstufe nach Abschnitt 4.5.1 sind auf mehrere Leistungsplatinen verteilt. Jede Leistungsplatine enthält jeweils acht Operationsverstärker, wovon jeweils viermal zwei in einer Brückenschaltung zusammengesetzt sind. Da von diesen Leistungsplatinen acht Stück aufgebaut werden, ergibt das insgesamt 64 OPV, die zusammen einen maximalen Prozessstrom von $\hat{i}_p(t) = \frac{64}{2} \cdot 0.25 A = 8 A$ treiben können. Beim Layout der OPV ist darauf zu achten, dass eine möglichst gute Wärmekopplung zwischen dem an der Bauteil-Unterseite gelegenen PowerPAD™ und der gesamten Kupferkaschierung des Platinenmaterials hergestellt ist. Die Platine dient der Leistungsstufe als Kühlkörper und wird deshalb großflächig vom isolierenden Lötstopplack befreit. Diese acht Leistungsplatinen werden auf eine Hauptplatine aufgesteckt. Dort werden die einzelnen Ausgänge der OPV sternförmig miteinander verbunden und zu den Ausgangsklemmen geführt. Dabei sind die Leitungslängen zwischen OPV und Sternpunkt zur dynamischen Symmetrierung möglichst konstant zu halten.

In Reihe zu den Ausgangsklemmen befindet sich die Messinduktivität L_{mess} in Form einer einfachen Drahtschleife. Die daran abfallende Spannung und die Spannung an den Ausgangsklemmen werden zu einer weiteren Platine geführt, deren Aufgabe die Regelung und Steuerung der Pulseinheit ist. Auf dieser Platine befinden sich neben den Messverstärkern und den Regler-OPV zur Ansteuerung der OPV-Leistungsstufen auch die Empfänger für die Steuerungssignale des externen Steuergerätes nach Abschnitt 4.2. Durch den modularen Aufbau der Pulseinheit kann durch Tauschen dieser Platine die Regelung der Schaltung mit geringem Aufwand verändert werden.

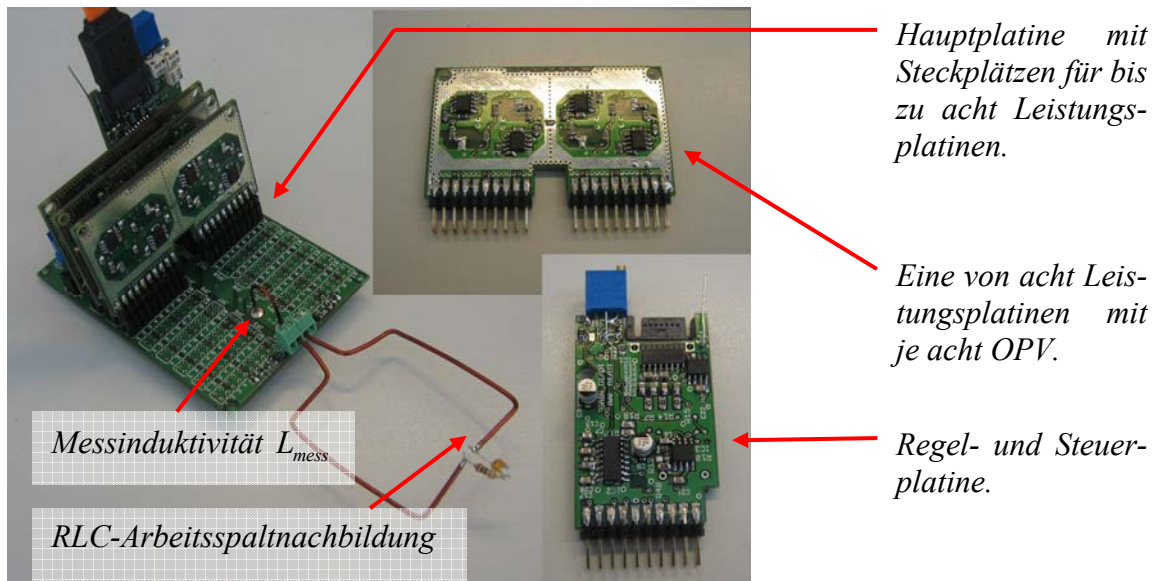


Abbildung 5.8:
Prototyp der durch Mitkopplung geregelten Pulseinheit (Abschnitt 4.5.2).

5.2.1 Messergebnisse zur mitgekoppelten, geregelten Pulseinheit

Die Prozessenergiequelle ist so konfiguriert, dass über der Arbeitsspalt nachbildung nach Abbildung 5.1 Spannungspulse mit einer Amplitude von $\hat{u}_{Puls} = 5V$ entstehen. Abbildung 5.9 zeigt deutlich, wie sich der Spannungsverlauf an den Anschlussklemmen $u_{Kl}(t)$ durch Addition der verstärkten Spannung $u_{mess}(t)$ über der Messinduktivität L_{mess} auf das Eingang-Rechtecksignal der Prozessenergiequelle (Abbildung 4.20, Abbildung 5.8) ergibt. Das Ergebnis ist ein beinahe Rechteckförmiger Verlauf der Pulsspannung $u_{Puls}(t)$. Deren Restwelligkeit und die endlichen Anstiegsgeschwindigkeiten an den Pulsflanken resultieren aus den endlichen Bandbreiten und Nichtlinearitäten in den Frequenz- und Phasenverläufen der Leistungs- und Verstärkerstufen.

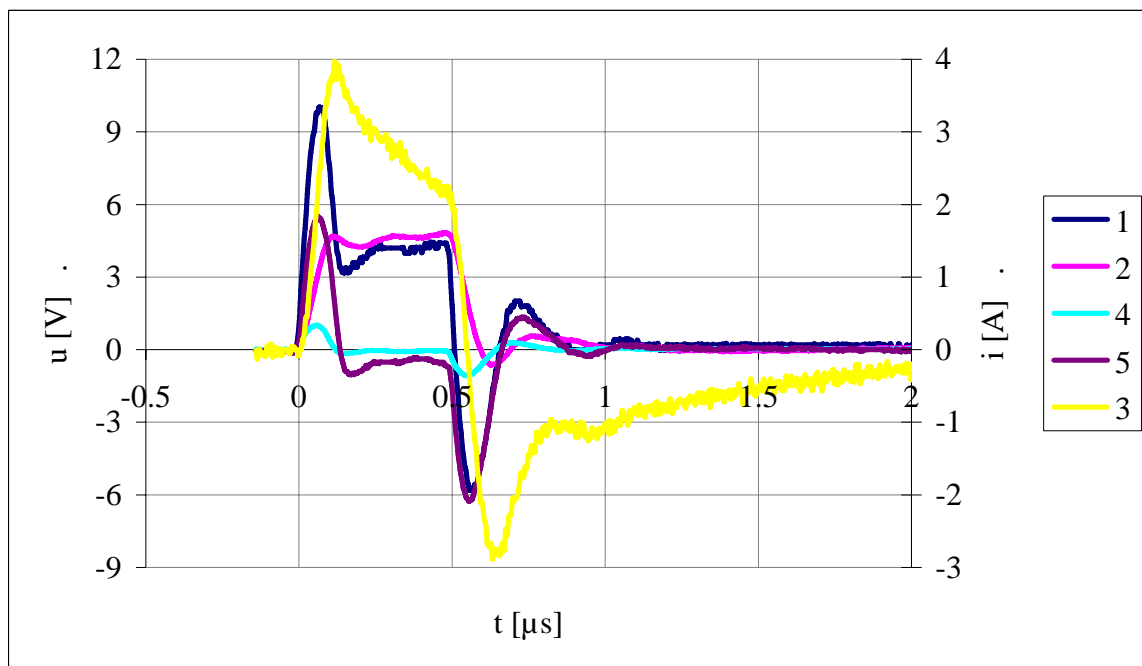


Abbildung 5.9:

Verläufe der Spannungen und Ströme an der Versuchsanordnung nach Abbildung 5.8.

$$R_{\text{Elektrolyt}} = 1\Omega, C_{DS} = 530\text{ nF}$$

- 1: Klemmenspannung $u_{Kl}(t)$
- 2: Pulsspannung $u_{Puls}(t)$
- 4: Spannung $u_{mess}(t)$ über der Messinduktivität L_{mess}
- 5: Spannung $u_f(t)$ hinter dem Messverstärker (zur Veranschaulichung skaliert)
- 3: Prozessstrom $i_p(t)$

5.3 Gegenüberstellung der Messergebnisse

Eine Gegenüberstellung der Strom- und Spannungsverläufe beider in den vergangenen Abschnitten untersuchten Prozessenergiequellen in einem Diagramm verdeutlicht die höhere Leistungsfähigkeit der geregelten Prozessenergiequelle gegenüber der konventionell gesteuerten bei gleichzeitig sichergestellter Prozessfähigkeit durch einen konstant rechteckförmigen Verlauf der Pulsspannung $u_{puls}(t)$ am Arbeitsspalt.

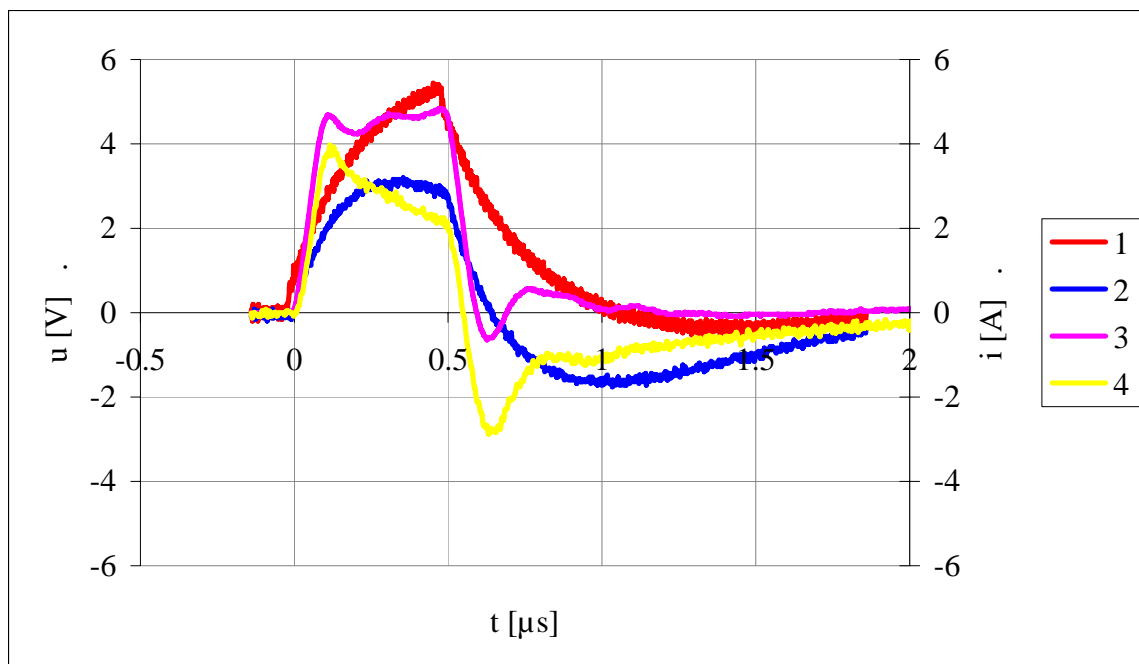


Abbildung 5.10:

Gegenüberstellung von Strom- und Spannungsverläufen der konventionell gesteuerten Prozessenergiequelle nach Abschnitt 5.1 und der geregelten Prozessenergiequelle nach Abschnitt 5.2.

$$R_{\text{Elektrolyt}} = 1\Omega, C_{DS} = 530\text{ nF}$$

- | | | |
|----|----------------------------|---------------------------------|
| 1: | Pulsspannung $u_{puls}(t)$ | gesteuerte Prozessenergiequelle |
| 2: | Prozessstrom $i_p(t)$ | gesteuerte Prozessenergiequelle |
| 3: | Pulsspannung $u_{puls}(t)$ | geregelte Prozessenergiequelle |
| 4: | Prozessstrom $i_p(t)$ | geregelte Prozessenergiequelle |

Da bei der konventionell gesteuerten Prozessenergiequelle die Abweichungen der Strom- und Spannungsverläufe von den aus Prozesssicht optimalen Verläufen prinzipbedingt sind (Abschnitt 4.4.3), besteht hier aus schaltungstechnischer Sicht kein bedeutendes Verbesserungspotential. Wohingegen das Ergebnis des in dieser Arbeit vorgestellten Prototyps der geregel-

ten, analogen Prozessenergiequelle durch Entwicklung und Einsatz angepasster Halbleiter mit höheren Ausgangsleistungen und Bandbreiten bzw. durch Optimierung von Regelungstechnik, Schaltungstechnik und Layout zukünftig noch signifikant verbessert werden kann.

6 Zusammenfassung

Die elektrochemische Bearbeitung metallischer Werkstoffe mit sehr kurzen Spannungspulsen führt zu einer sehr hohen Bearbeitungsgenauigkeit. Dieser μ PECM-Prozess erklärt sich vollständig über die Vorgänge an den elektrochemischen Doppelschichten, die an den Oberflächen von in einen Elektrolyten getauchter Elektrode entstehen. Eine Schlüsselrolle für den abtragwirksamen Prozessstrom spielt dabei die Butler-Volmer-Gleichung.

Für den Entwurf einer geeigneten Pulsenenergiequelle sind allerdings die bei der Umladung der Doppelschichtkapazitäten entstehenden, um einige Größenordnungen höheren prozesstragenden Ströme von Bedeutung. Mit Hilfe eines durch numerische und analytische Methoden gewonnen Simulationsmodells lässt sich dieses elektrische Verhalten des μ PECM-Prozesses für eine typische Elektrodenanordnung und ihre Zuleitung sehr genau nachbilden. Das Modell erlaubt die Untersuchung und Bewertung verschiedener Topologien von Pulsenenergiequellen. Dabei wird deutlich, dass konventionelle Schaltungstopologien prinzipbedingt für den Einsatz bei der μ PECM entweder gar nicht oder nur sehr bedingt geeignet sind. Die limitierenden Faktoren dabei sind hauptsächlich die Zuleitungsinduktivitäten und die sich stark ändernden Bedingungen des Arbeitsspalt. Mit Hilfe der im Rahmen dieser Arbeit realisierten Pulseinheit auf Basis einer konventionellen Push-Pull-Topologie wurden diese theoretischen Überlegungen mit der Praxis abgeglichen.

Für die Bearbeitung größerer Abtragflächen benötigt man Pulsenenergiequellen, die einen deutlich höheren Spitzenstrom und damit verbundene höhere Stromanstiege durch die Leitungsinduktivität treiben können. Diese Arbeit zeigt erfolgreich, dass geregelte Prozessenergiequellen in der Lage sind, durch entsprechende Fehlerrückführung die Einflüsse der Zuleitungsinduktivität annähernd zu kompensieren. Dieser Vorteil ist jedoch mit hohem Aufwand und hohen Kosten verbunden. Die in dieser Arbeit entwickelte und realisierte Schaltung einer analogen Pulsquelle bestehend aus der Parallelschaltung einer entsprechenden Anzahl breitbandiger Operationsverstärker deren Ausgangsspannungen durch eine kontrollierte Mitkopplung geregelt werden, stellt einen Kompromiss zwischen Schaltungsaufwand und Leistungsfähigkeit dar. Im direkten Vergleich der Simulations- und Messergebnisse beider Prozessenergiequellen können die Vorteile der analogen Pulsquelle deutlich herausgestellt werden.

Literaturverzeichnis

- [1] Hamann, C. H.; Vielstich, W.: Elektrochemie. Verlagsort: Wiley-Vch, 4.Auflage, 2005.
- [2] Kirchner, V.: Elektrochemische Mikrostrukturierung mit ultrakurzen Spannungspulsen. Hochschulort: FU Berlin, Fachbereich Chemie, Biologie, Pharmazie. Diss., 2001.
- [3] Kock, M.: Grenzen und Möglichkeiten der elektrochemischen Mikrostrukturierung mit ultrakurzen Spannungspulsen. Hochschulort: FU Berlin, Fachbereich Chemie, Biologie, Pharmazie. Diss., 2004.
- [4] Conrad, H.; Krampitz, R.: Elektrotechnologie. Verlagsort: Verlag Technik Berlin, 1. Auflage, 1983
- [5] Moser, S.: Mikrostrukturierung von Metallen durch elektrochemischen Abtrag mit gepulstem Strom (PECM). Hochschulort: Heinrich-Heine-Universität Düsseldorf, Mathematische-Naturwissenschaftliche Fakultät. Diss., 2004.
- [6] König, W.: Fertigungsverfahren, Band 3 – Abtragen. Verlagsort: VDI Verlag Düsseldorf, 1990
- [7] Kozak, J.: Electrochemical Machining. Hochschulort: University of Nebraska-Lincoln, Center for Non Traditional Manufacturing Research. Research (<http://www.unl.edu/nmrc/research.htm>), 2003.
- [8] Lappe, R.; Conrad, H. und Kronberg, M.: Leistungselektronik. Verlagsort: Verlag Technik, 2. Auflage, 1991.
- [9] Analog Devices; Cantrell and M.; Krakauer, D.: iCoupler Isolation Technologie. Technology Presentation. (<http://www.analog.com/icoupler>)
- [10] Zhang, J.; International Rectifier: Choosing The Right Power MOSFET Package. EE Product News, February 2004.
- [11] Yang, B.; Zhang, J.: Effect and utilization of common source inductance in synchronous rectification. APEC (2005) Twentieth Annual IEEE Volume 3, Issue, Pages: 1407 – 1411.
- [12] International Rectifier: Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET Power MOSFETs. Application Note AN-937.
- [13] Gift, S. J. G.: An Enhanced Current-Mode Instrumentation Amplifier. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 1, February 2001.

- [14] Schumacher, W.: Grundlagen der Regelungstechnik. Hochschulort: TU Braunschweig, Institut für Regelungstechnik. Scriptum, 2005
- [15] Schätzing, W: Katalog von Felddarstellungen und Stromdichteverteilungen (zweidimensional). Hochschulort: O-v-G-Uni Magdeburg, IGET. Katalog, 1999.
- [16] Maxim High Frequency/Fiber Communications Group: Introduction to LVDS, PECL, and CML. App.Note HFAN-1.0 Rev 0, 09.2000.
- [17] Zipser, S.: Beitrag zur modellbasierten Regelung von Verbrennungsprozessen. Hochschulort: O-v-G-Uni Magdeburg, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik. Diss., 2004

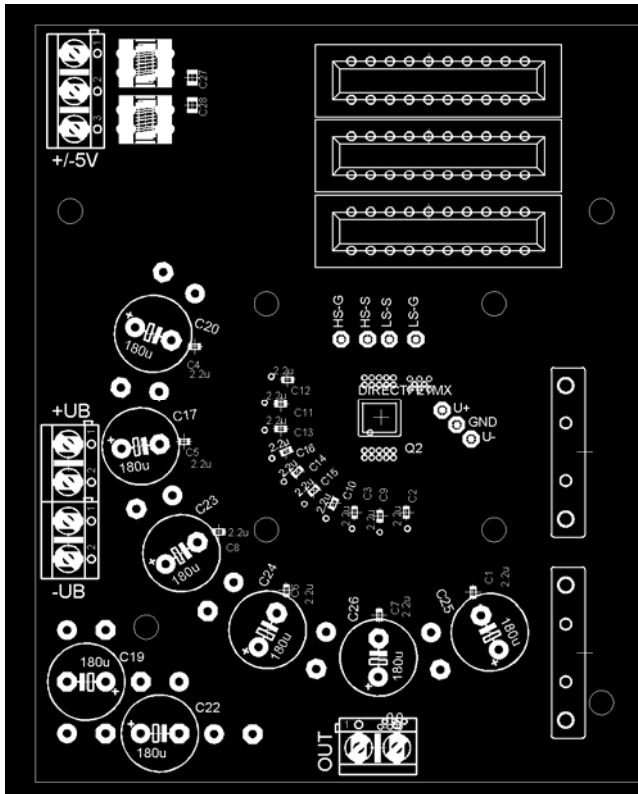


Abbildung A. 2:
Leistungsplatine - oberer Bestückungsdruck

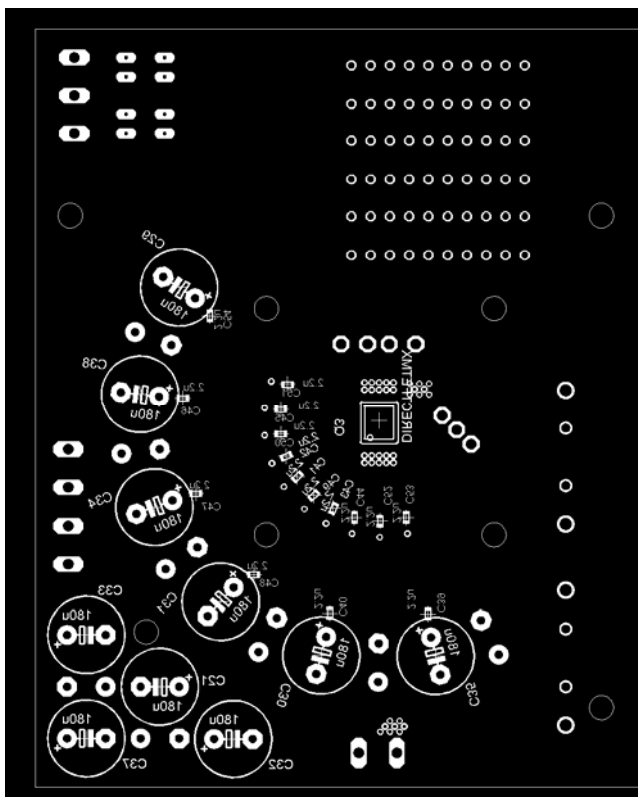


Abbildung A. 3:
Leistungsplatine - unterer Bestückungsdruck

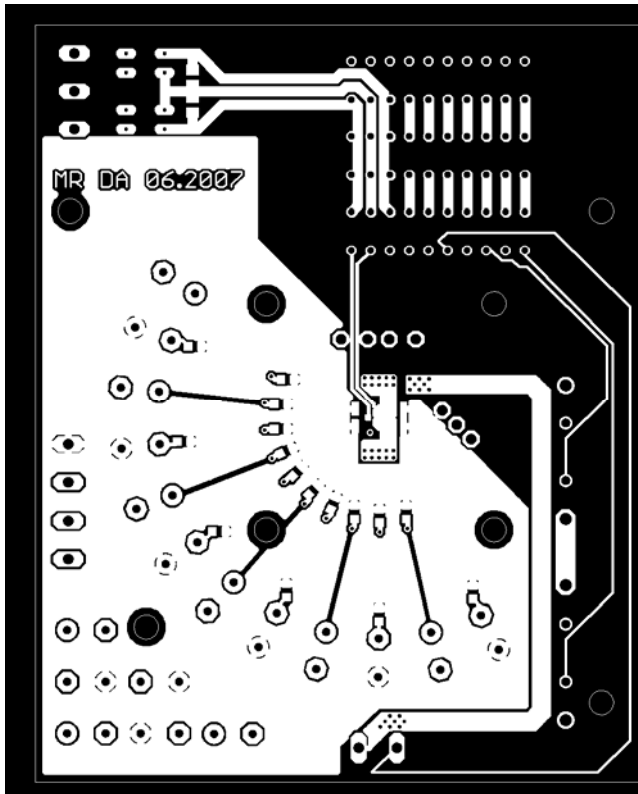


Abbildung A. 4:
Leistungsplatine - erstes Layer (oben)

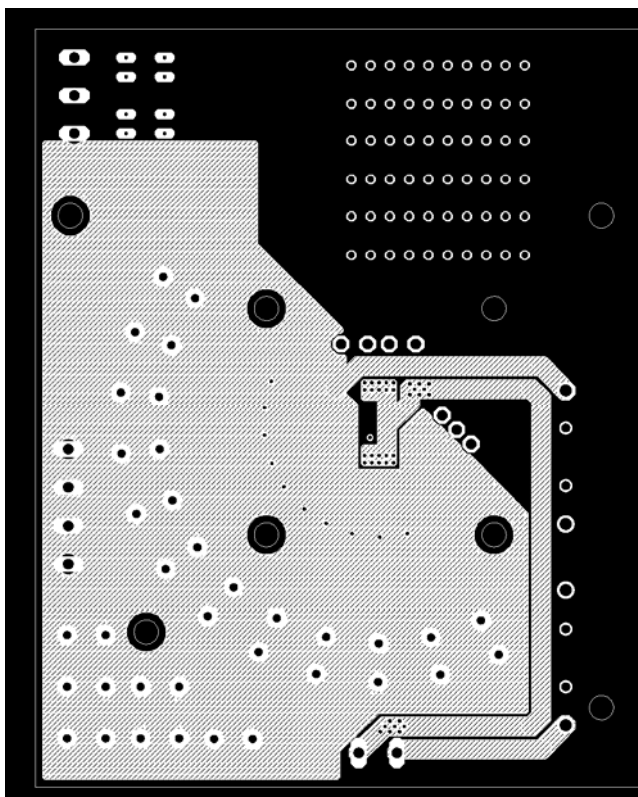


Abbildung A. 5:
Leistungsplatine - zweites Layer

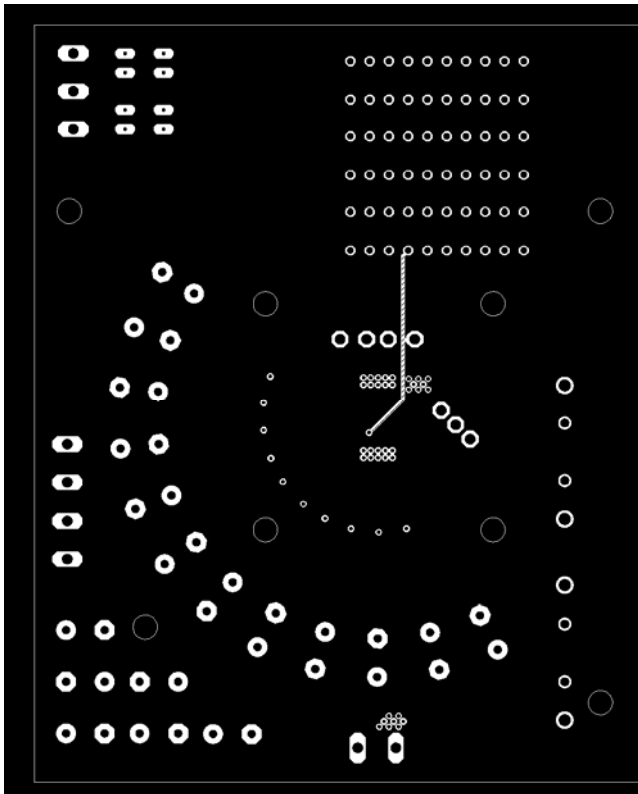


Abbildung A. 6:
Leistungsplatine - drittes Layer

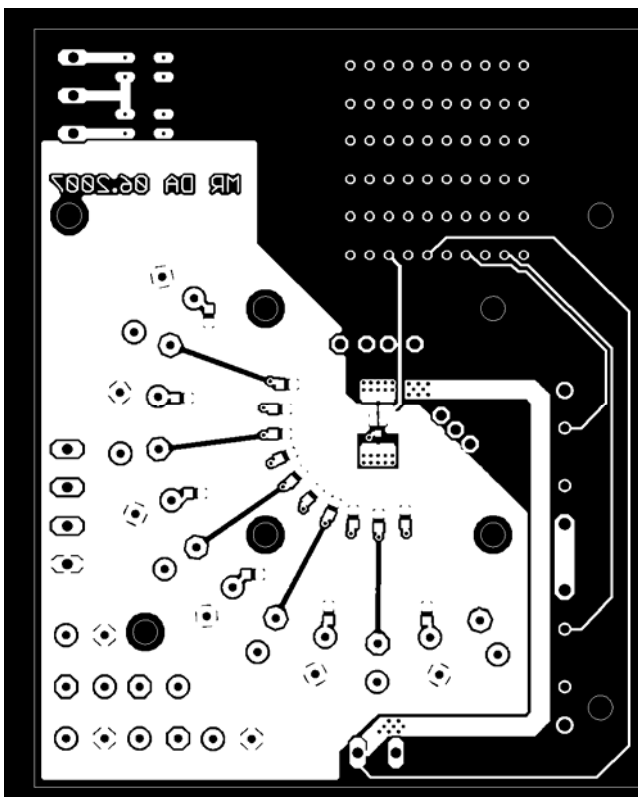


Abbildung A. 7:
Leistungsplatine - viertes Layer (unten)

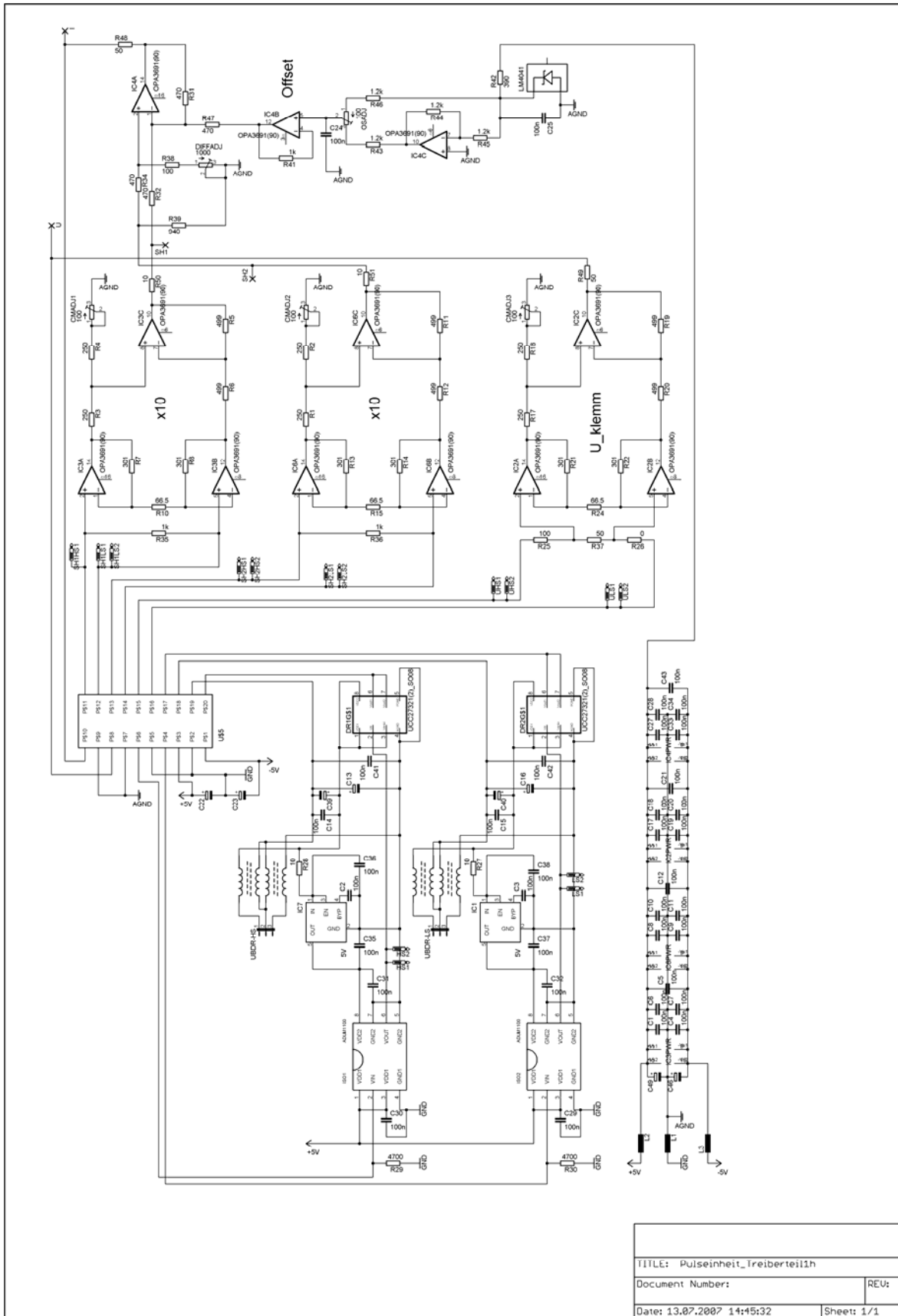


Abbildung A. 8:
Treiberplatine - Schaltung

TITEL: Pulseinheit_Treiberteil1h	
Document Number:	REU:
Date: 13.07.2007 14:45:32	Sheet: 1/1

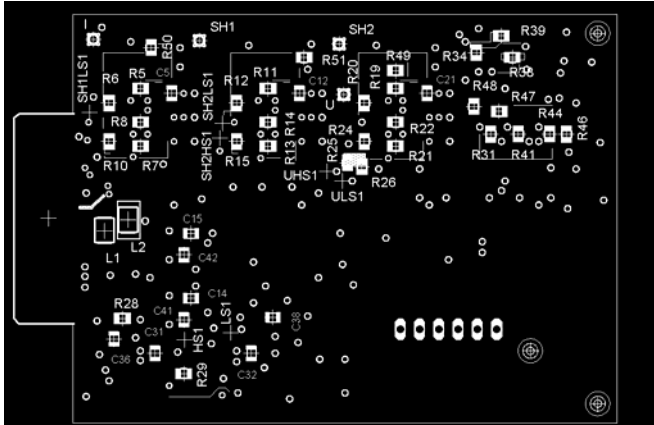


Abbildung A. 9:
Treiberplatine - oberer Bestückungsdruck

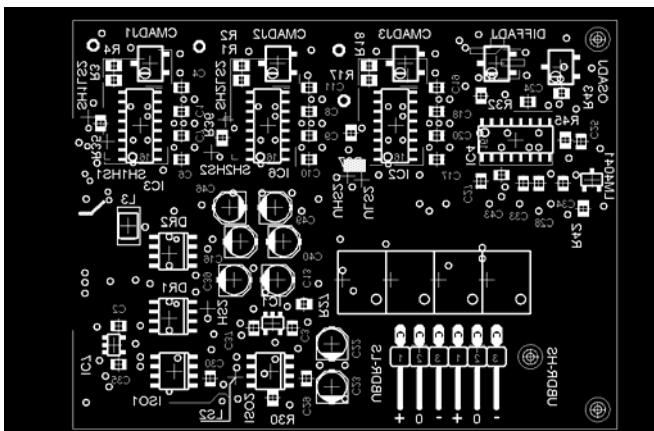


Abbildung A. 10:
Treiberplatine - unterer Bestückungsdruck

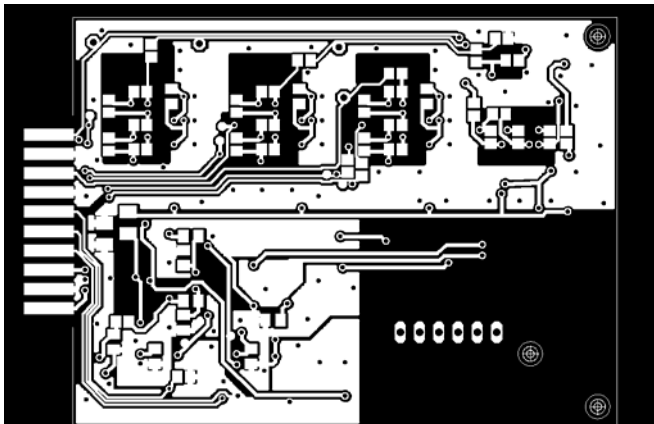


Abbildung A. 11:
Treiberplatine – erstes Layer (oben)

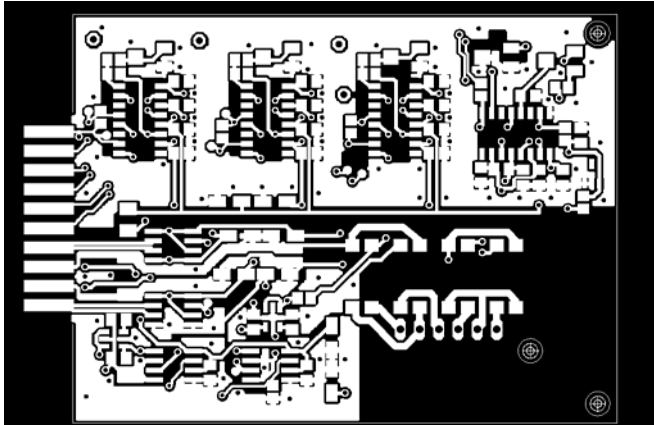
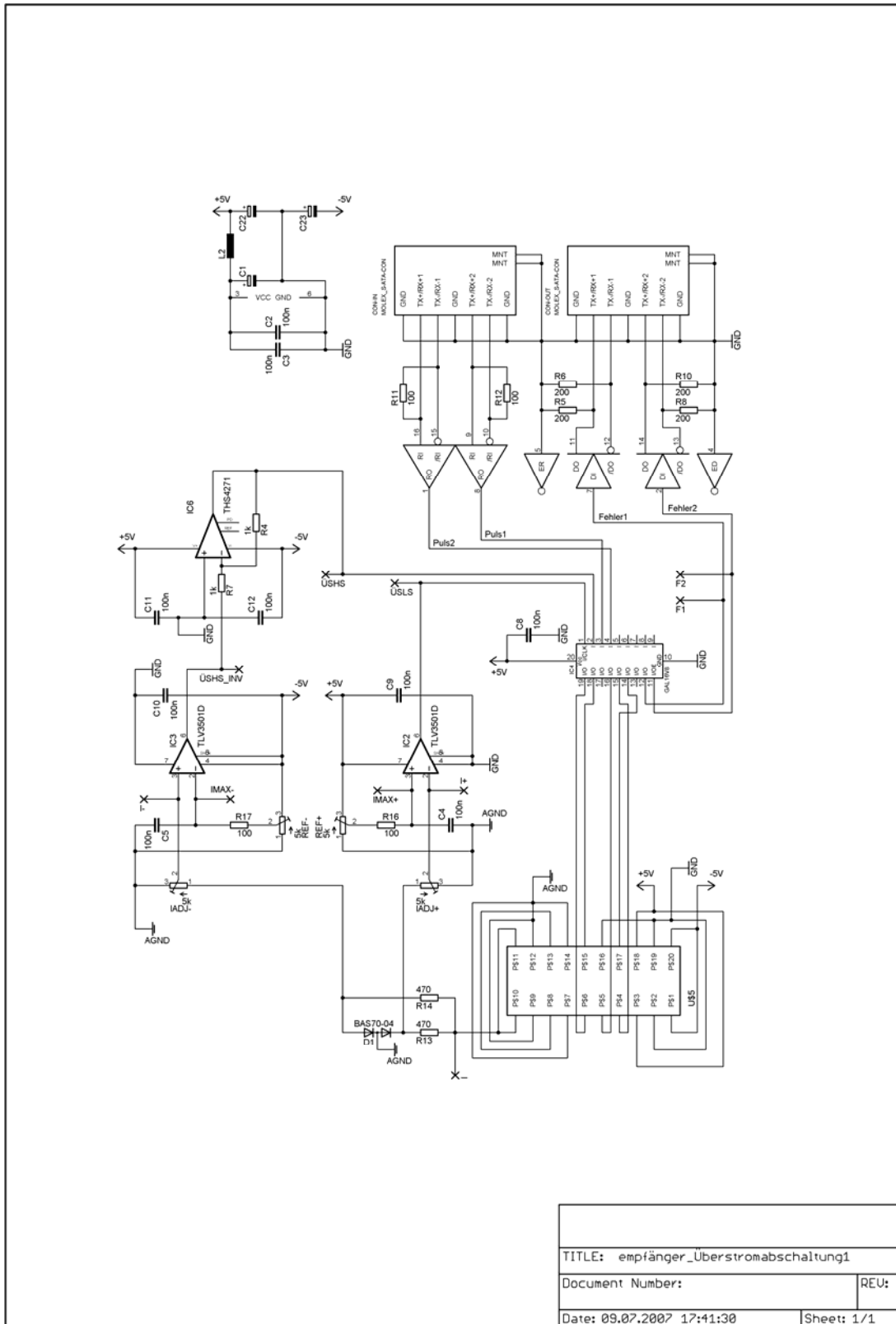


Abbildung A. 12:
Treiberplatine – zweites Layer (unten)



TITLE: empfänger_Überstromabschaltung1	
Document Number:	REV:
Date: 09.07.2007 17:41:30	Sheet: 1/1

Abbildung A. 13:
Empfängerplatine – Schaltung

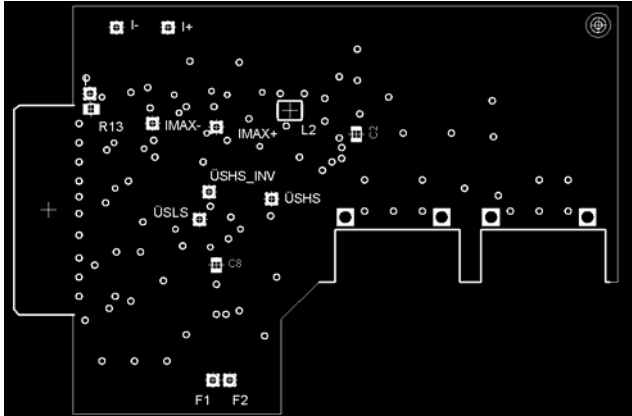


Abbildung A. 14:
Empfängerplatine – Bestückungsdruck (oben)

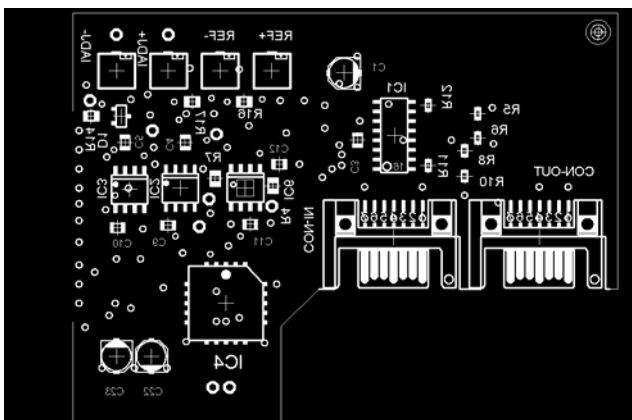


Abbildung A. 15:
Empfängerplatine – Bestückungsdruck (unten)

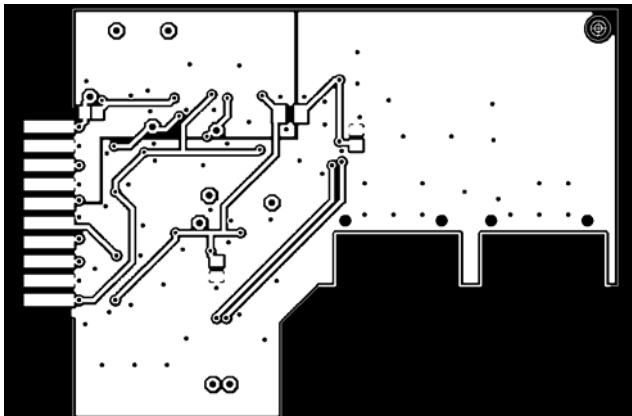


Abbildung A. 16:
Empfängerplatine – erstes Layer (oben)

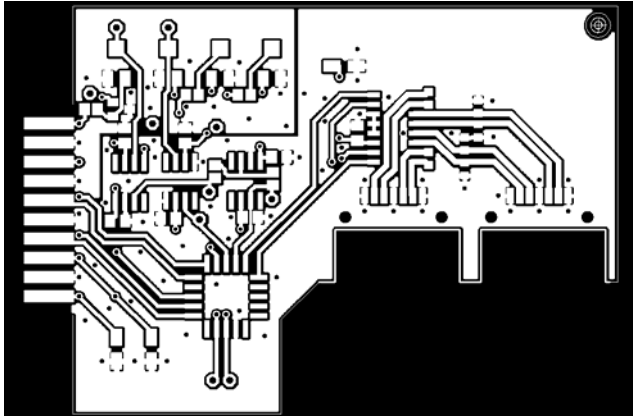


Abbildung A. 17:
Empfängerplatine – zweites Layer (unten)

Anhang B - Schaltungsdokumentation zur analogen Pulseinheit

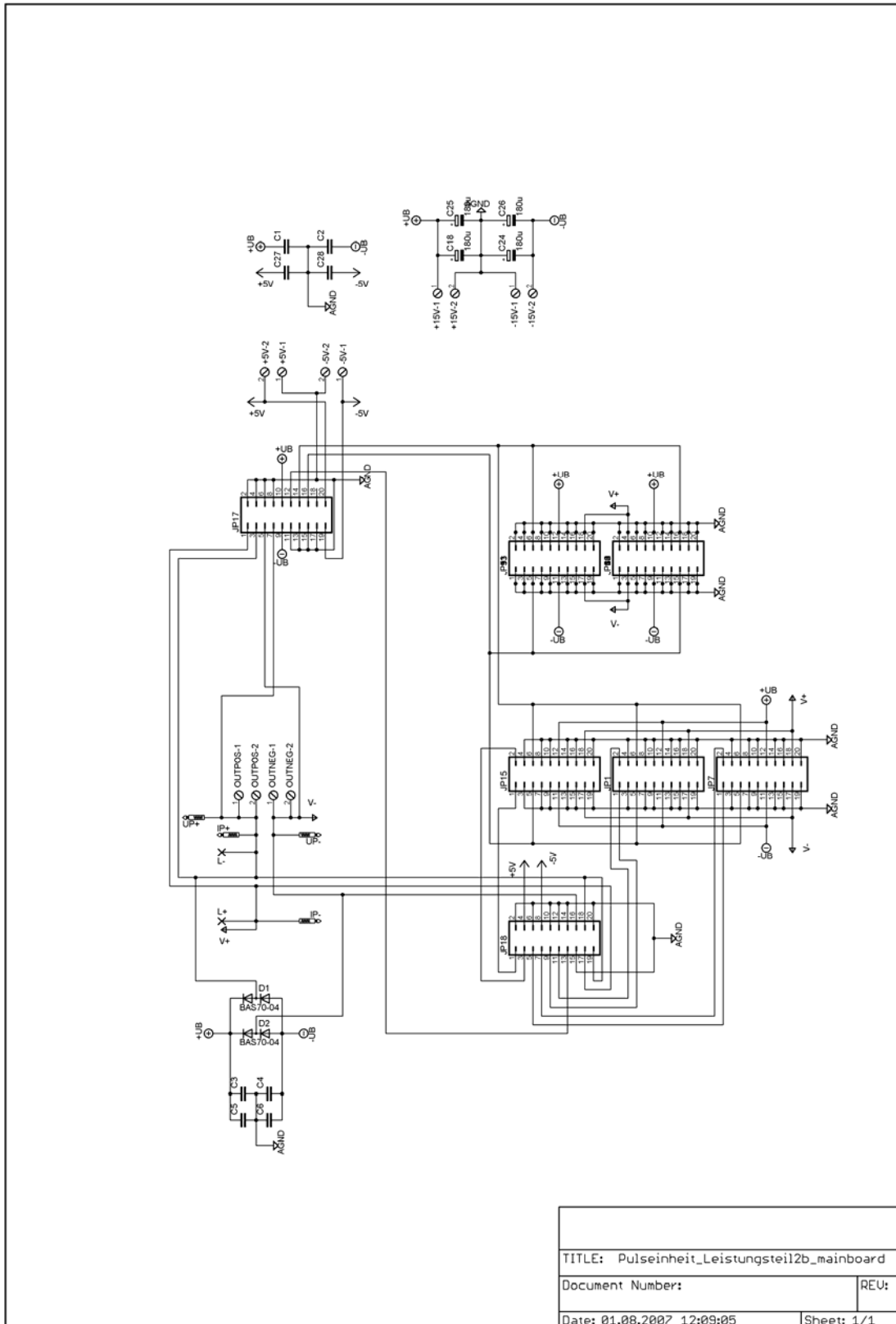


Abbildung B. 1:
Hauptplatine - Schaltung

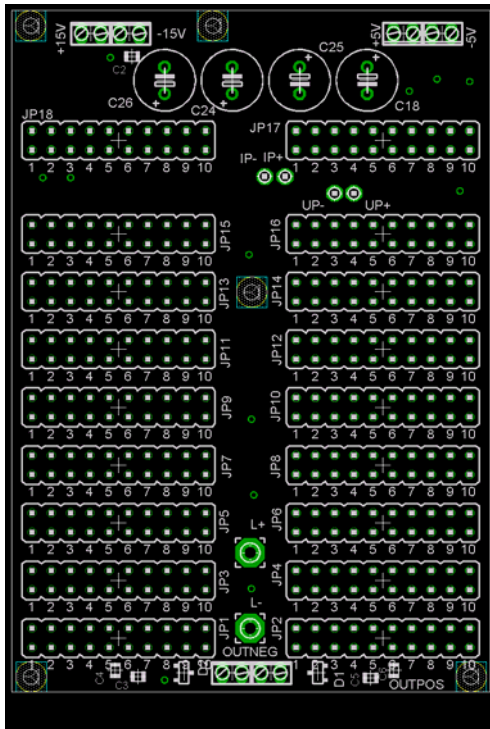


Abbildung B. 2:
Hauptplatine – Bestückungsdruck (oben)

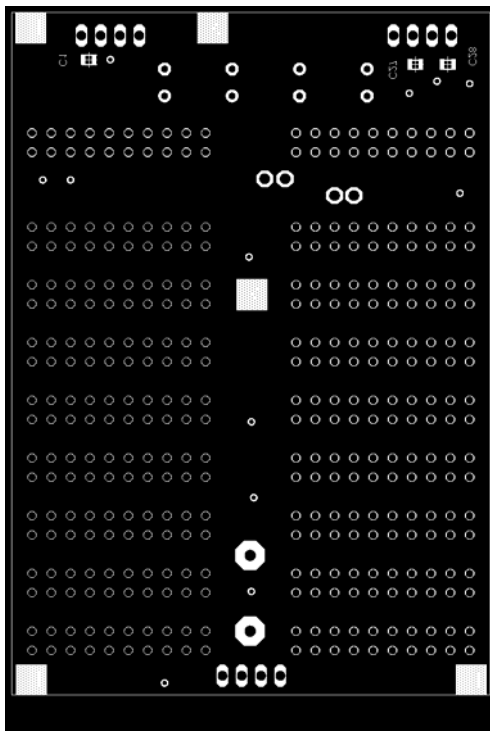


Abbildung B. 3:
Hauptplatine – Bestückungsdruck (unten)

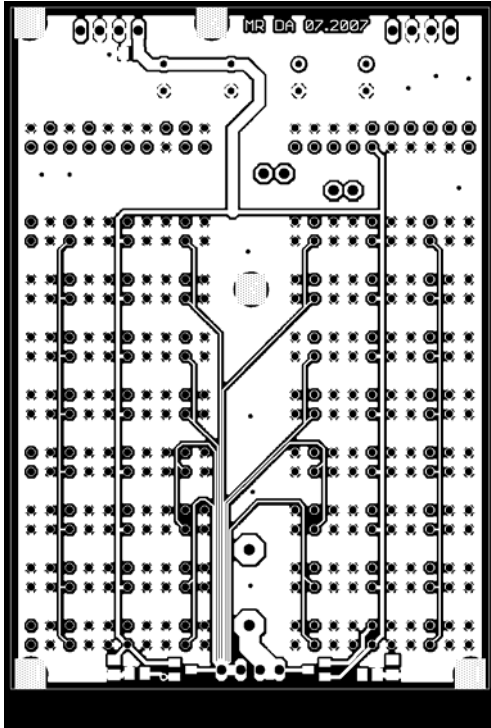


Abbildung B. 4:
Hauptplatine – erstes Layer (oben)

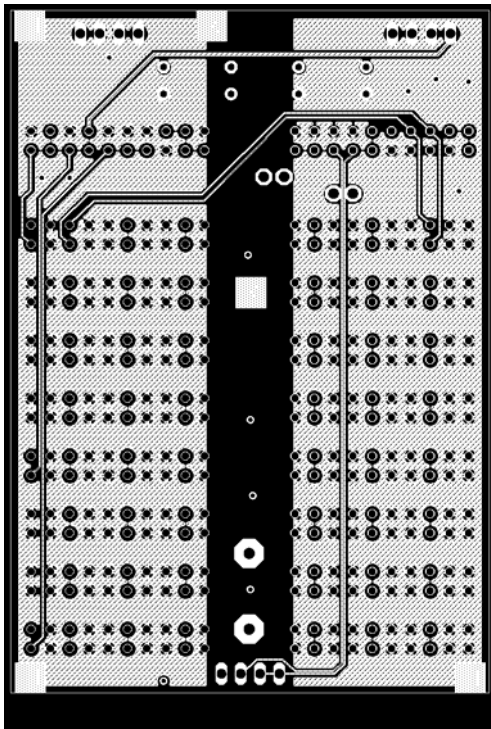


Abbildung B. 5:
Hauptplatine – zweites Layer

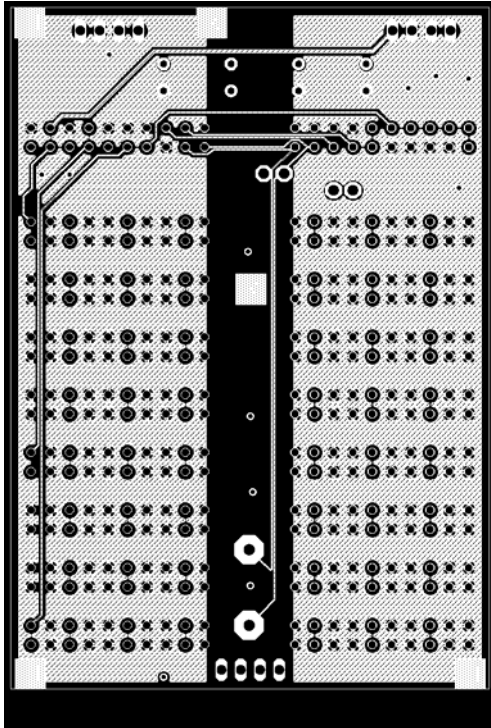


Abbildung B. 6:
Hauptplatine – drittes Layer

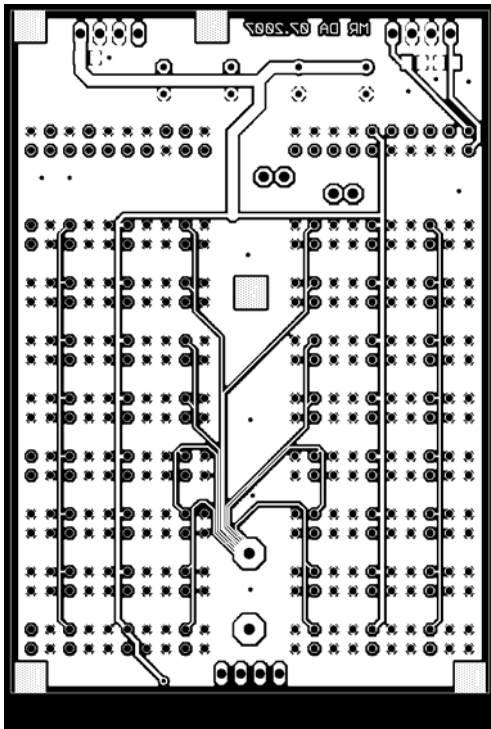


Abbildung B. 7:
Hauptplatine – viertes Layer (unten)

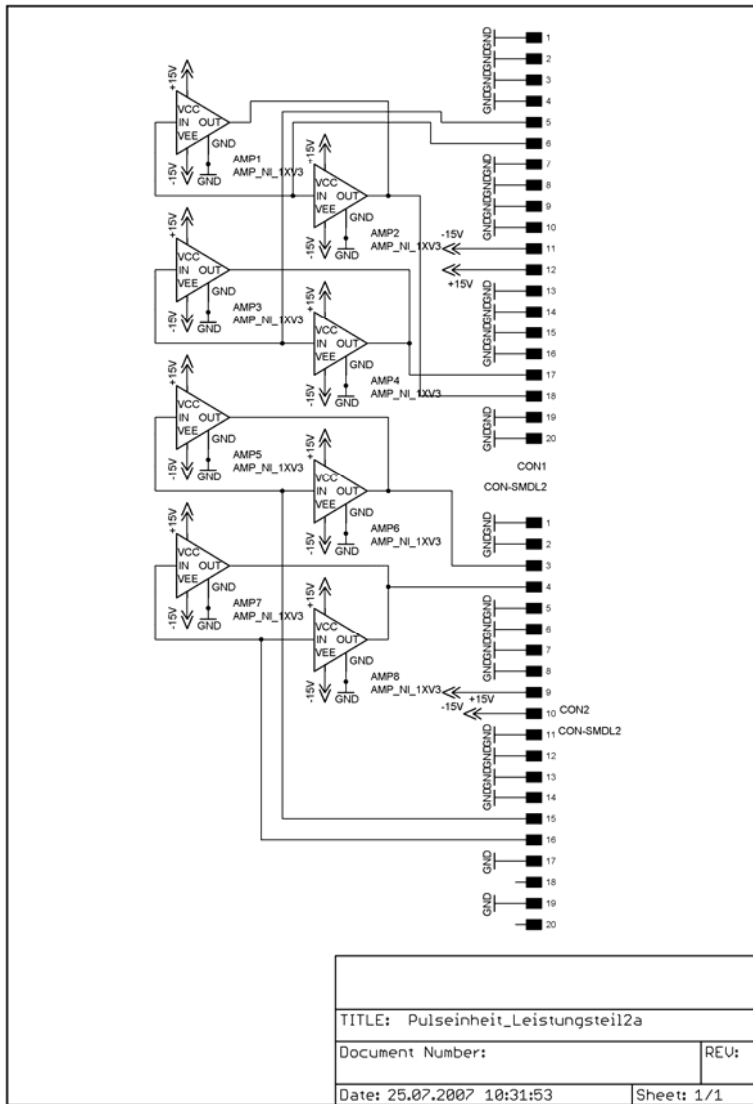


Abbildung B. 8:
Leistungplatine – Schaltung

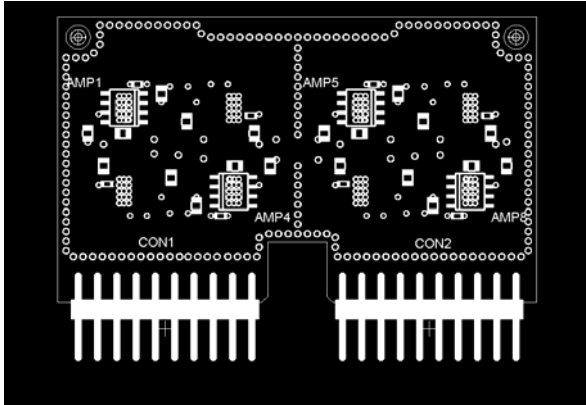


Abbildung B. 9:
Leistungsplatine – Bestückungsdruck (oben)

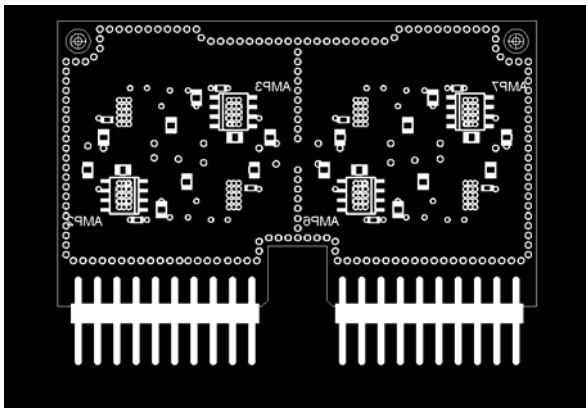


Abbildung B. 10:
Leistungsplatine – Bestückungsdruck (unten)

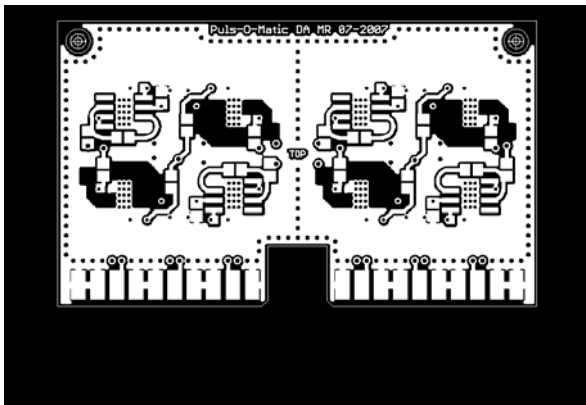


Abbildung B. 11:
Leistungsplatine – erstes Layer (oben)

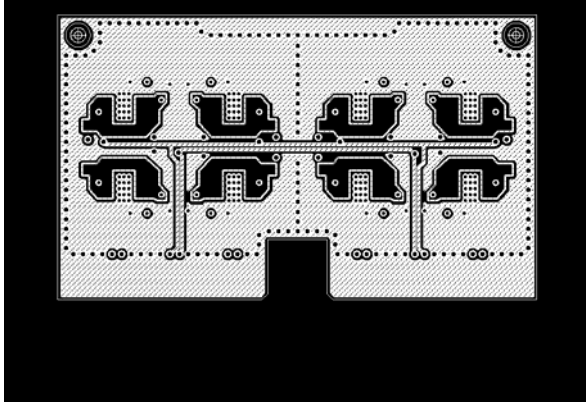


Abbildung B. 12:
Leistungsplatine – zweites Layer

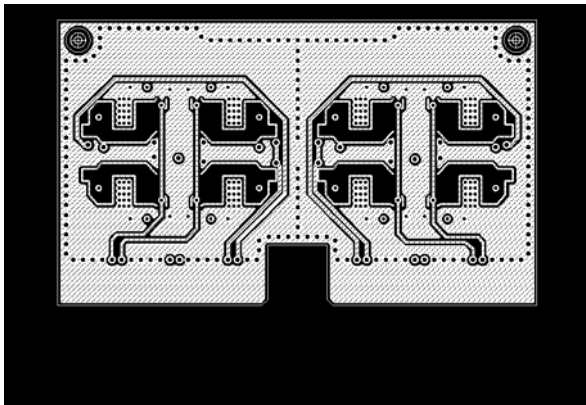


Abbildung B. 13:
Leistungsplatine – drittes Layer

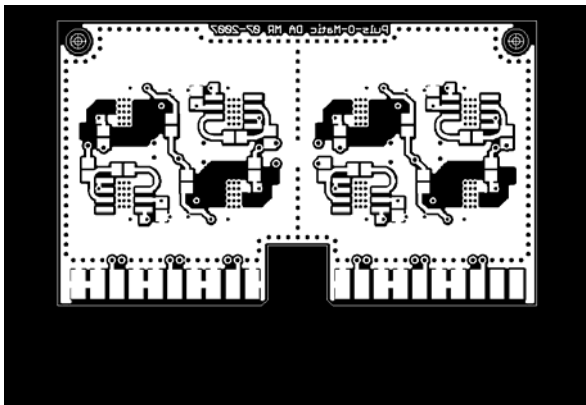


Abbildung B. 14:
Leistungsplatine – viertes Layer (unten)

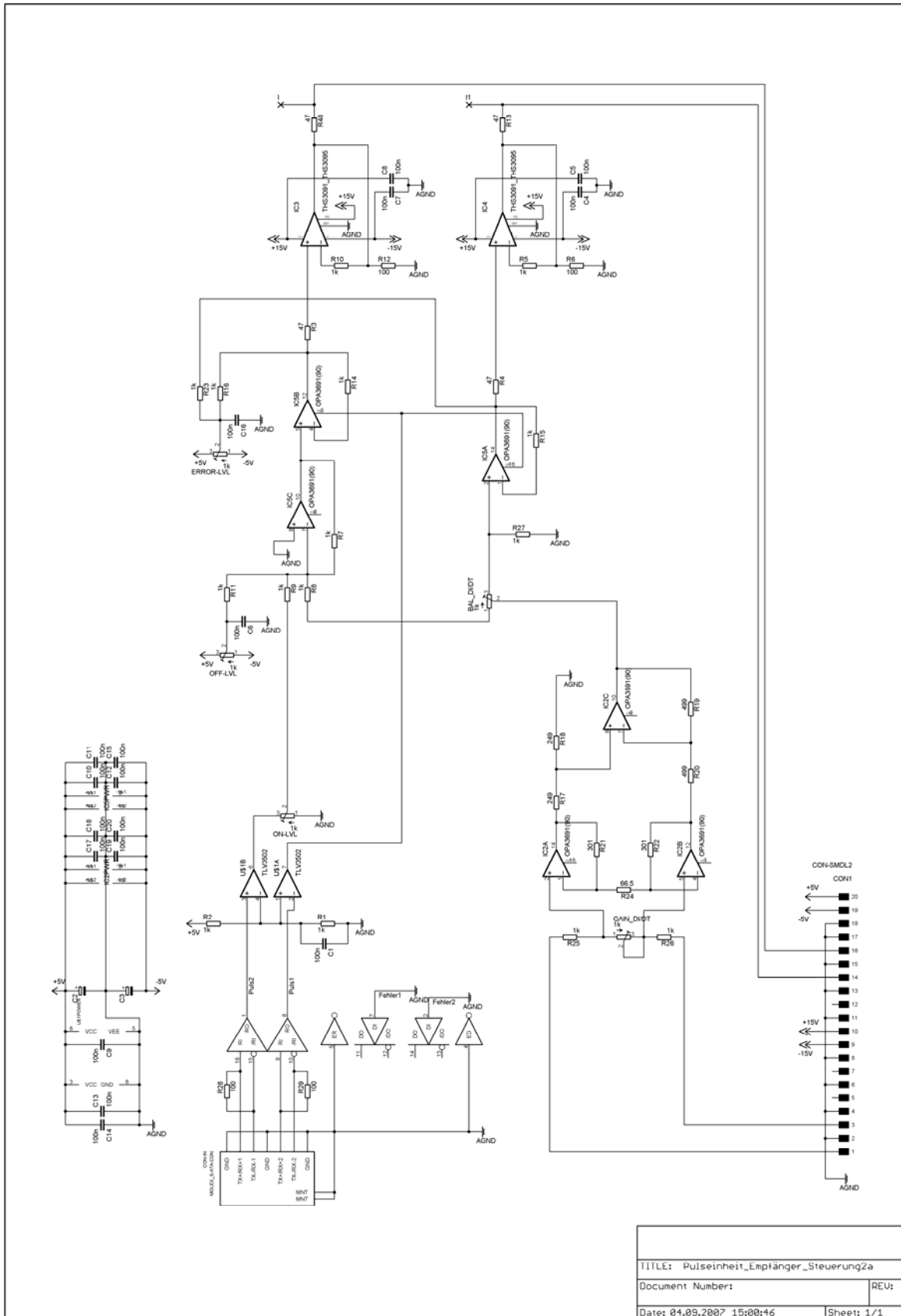


Abbildung B. 15:
Reglerplatine – Schaltung

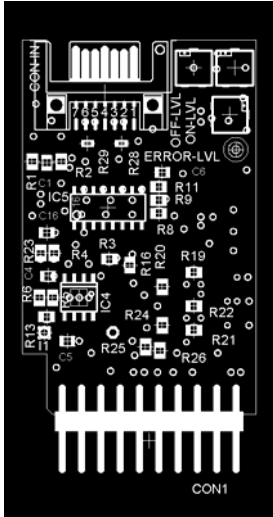


Abbildung B. 16:
Reglerplatine – Bestückungsdruck (oben)

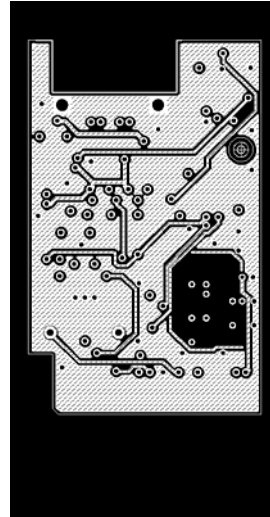


Abbildung B. 19:
Reglerplatine – zweites Layer

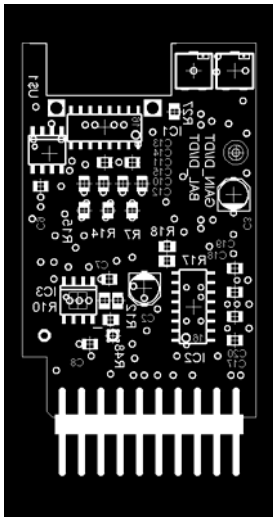


Abbildung B. 17:
Reglerplatine – Bestückungsdruck (unten)

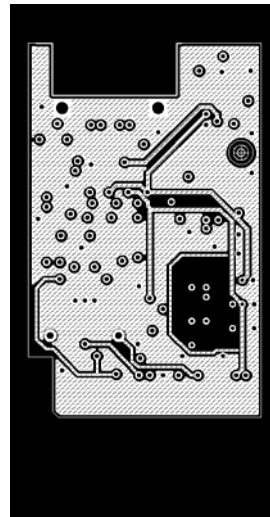


Abbildung B. 20:
Reglerplatine – drittes Layer

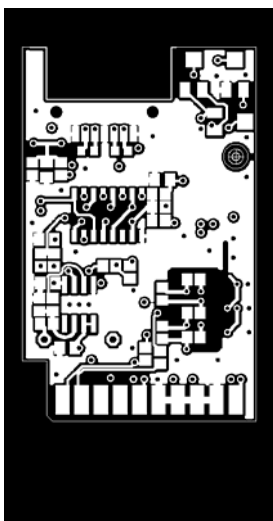


Abbildung B. 18:
Reglerplatine – erstes Layer (oben)

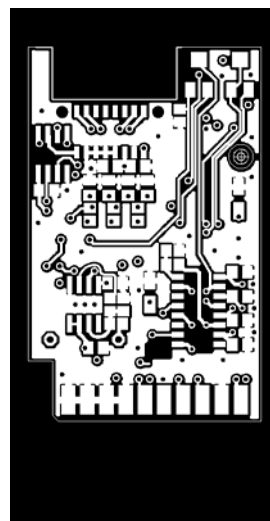


Abbildung B. 21:
Reglerplatine – viertes Layer (unten)

Thesen zur Diplomarbeit

Integrierte Pulsquelle für die Elektrochemische Bearbeitung von Mikrostrukturen (μ PECM)

Eingereicht im: 09.2007

von: Martin Röblitz

1. Der Prozess der μ PECM kann vollständig durch die Eigenschaften und das Verhalten der elektrochemischen Doppelschichten an den Elektroden in Zusammenhang mit der Elektrodenkinetik erklärt werden.
2. Der von der Energiequelle an den Arbeitsspalt geführte Prozessstrom teilt sich auf in einen abtragwirksamen Nettostrom und abtragenwirksame, prozesstragende Ströme. Die Beträge der prozesstragenden Ströme sind um Größenordnungen höher als die des Nettostromes.
3. Das entwickelte Simulationsmodell des μ PECM-Prozesses einer typischen Elektrodenanordnung kann in einem Schaltungssimulator das elektrische Verhalten des Prozesses realitätsnah nachbilden.
4. Ungesteuerte, konventionelle Topologien von Pulseinheiten sind für die μ PECM durch die Auswirkungen der Zuleitungsinduktivität bei sehr hohen Prozessströmen nicht geeignet.
5. Die realisierte Pulseinheit auf Basis einer Push-Pull-Topologie bestätigt die Ergebnisse und Schlussfolgerungen der Simulationen.
6. Eine weitere Erhöhung des Prozessstromes ist nur durch den Einsatz geregelter Pulseinheiten möglich, die die Auswirkungen der Leitungsinduktivitäten kompensieren.
7. Die Parallelschaltung einer hohen Anzahl von breitbandigen Operationsverstärkern liefert eine leistungsfähige Pulseinheit, die durch eine gesteuerte Mitkopplung in der Lage ist, dem μ PECM-Prozess deutlich höhere Ströme zu liefern.

Martin Röblitz