

EMV-Analyse am Beispiel einer Funkenerosionsanlage

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur
(Dr.-Ing.)**

von Dipl.-Ing. Frank Luhn

geb. am 24.01.67 in Osterode (Harz)

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Günter Wollenberg

Prof. Dr. rer. nat. habil. Jürgen Nitsch

Promotionskolloquium am 31.01.2007

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg am heutigen Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit (IGET).

An allererster Stelle möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Günter Wollenberg für die stetige wissenschaftliche Betreuung und Unterstützung dieser Arbeit sowie für die zahlreichen Hinweise und Anregungen bedanken. An die interessanten Diskussionen und die stets sehr angenehme Zusammenarbeit denke ich gerne zurück.

Den Mitarbeitern der Institute IGET und IESY danke ich für ihre Unterstützung. Besonderer Dank gilt Herrn Dr. André Görisch, der zahlreiche Anregungen beigesteuert hat.

Ganz besonders danke ich auch den Studenten, die durch ihre Studien- und Diplomarbeiten diese Arbeit erst ermöglicht haben.

Inhalt

Formelzeichen	1
1 Einleitung	4
1.1 Verfahren der Funkenerosion	4
1.2 Zielstellung und Vorgehensweise	7
2 Signale, Meßtechnik und Simulationswerkzeuge	9
2.1 Frequenzspektrum	9
2.1.1 Frequenzspektrum periodischer Signale	9
2.1.2 Frequenzspektrum aperiodischer Signale	12
2.1.3 Messung von Frequenzspektren	13
2.2 Leitungsgebundene Signale	16
2.2.1 Gleich- und Gegentaktsignale	16
2.2.2 Messung und Simulation leitungsgebundener Signale	17
2.3 Elektromagnetische Felder	21
2.3.1 Feldzonen	21
2.3.2 Feldstärkemessung und Feldsimulation	21
3 Bauelemente und Verdrahtungsstrukturen	24
3.1 Passive Bauelemente	24
3.2 Halbleiterbauelemente	26
3.2.1 Transistor	26
3.2.2 Diode	27
3.3 Verdrahtungsstrukturen	32
3.3.1 Leitungen	32
3.3.2 Allgemeine Verdrahtungsstrukturen	37
3.4 Strahlerstrukturen	39
3.4.1 Stab	39
3.4.2 Leiterschleife	43
4 Leitungsgebundene Signale in der Funkenerosionsanlage	46
4.1 Generator an kurzgeschlossenem Funkenspalt	46
4.1.1 Schaltungsprinzip des Hochstrom-Nadelimpulsgenerators	46
4.1.2 Versuchsaufbau	47
4.1.3 Gegentaktsignale im symmetrierten Versuchsaufbau	49
4.1.4 Ersatzschaltbild für Gegentaktsignale	54
4.1.5 Gleichtaktsignale im Hochstrom-Nadelimpulsgenerator	59
4.1.6 Ersatzschaltbild für Gleichtaktsignale	61
4.1.7 Gleichtakt-Gegentaktkonversion	66
4.1.8 Berücksichtigung der Gleichtakt-Gegentaktkonversion im Ersatzschaltbild	68

Inhalt

4.2	Signaleinfluß durch den Erodierprozeß	69
4.2.1	Erodierprozeß bei statischen Impulsen	70
4.2.2	Erodierprozeß bei Hochstrom-Nadelimpulsen	75
4.3	Maßnahmen zur Reduzierung leitungsgebundener Störungen	79
4.3.1	Externe EMV	79
4.3.2	Interne EMV	83
5	Abstrahlung einer Funkerosionsanlage	85
5.1	Gegentaktanregung	87
5.2	Gleichtaktanregung	92
5.3	Vergleich mit Strahlergrundstrukturen	93
5.4	Berechnung der Feldstärkebeiträge und Wertung	95
5.5	Maßnahmen gegen feldgebundene Störaussendung	99
5.5.1	Vermeidung von Feldquellen	99
5.5.2	Feldkompensation	100
5.5.3	Schirmung	104
6	Zusammenfassung	108
Anhang A: Netzoberschwingungen		110
A1	Problemstellung	110
A2	Aktive Oberschwingungsfilter	111
A3	Steuerung aktiver Oberschwingungsfilter durch gespeicherte Pulsmuster	113
Literaturverzeichnis		122
Lebenslauf		129

Formelzeichen

A	Amplitude allgemein (Abs. 2.1.1)
A	Dämpfung (Abs. 2.1.3)
A	magnetisches Vektorpotential (Abs. 2.2)
A_{dB}	Absorptionsdämpfung in dB (Abs. 5)
B	magnetische Flußdichte
C	Kapazität
C'	Kapazitätsbelag einer Leitung
c_n	Fourierkoeffizient (Abs. 2)
$C_{P1 \rightarrow P2}$	Integrationspfad von Punkt P1 nach Punkt P2 (Abs. 2.2)
c_v	Vakuumlichtgeschwindigkeit
d	Abstand
d	Wandungsdicke (bei Schirm)
E	elektrische Feldstärke
E	Einhüllende (Abs. 2.1)
E_{dB}	Einhüllende in dB (Abs. 2.1)
E_i	elektrische Feldstärke, einfallende Welle (bei Schirm)
E_{max}	Betrag des Vektors der elektrischen Feldstärke, Maximalwert aus den betrachteten Aufpunkten
E_{res}	Betrag des Vektors der elektrischen Feldstärke
E_t	elektrische Feldstärke, transmittierte Welle (bei Schirm)
f	Frequenz
F	durch Leiterschleife aufgespannte Fläche
f_{log}	Frequenz, logarithmische Achsenteilung
G'	Leitwertbelag einer Leitung
H	magnetische Feldstärke
h	Höhe
H_{max}	Betrag des Vektors der magnetischen Feldstärke, Maximalwert aus den betrachteten Aufpunkten
H_{res}	Betrag des Vektors der magnetischen Feldstärke
i	Strom
i_a	Strom am Leitungsanfang (Abs. 3.3.1)
i_e	Strom durch den Funkenspalt
i_e	Strom am Leitungsende (Abs. 3.3.1)
i_{eG}	Strom an den Ausgangsklemmen des Generators (Gegentaktmodus)
i_{eS}	Strom durch die Anschlußklemmen der Spaltscheife (Gegentaktmodus)
i_F	Strom am Ort des Funkenspalt (bei Simulationsmodellen für die Feldstärke)
I_f	Vorwärtsstrom durch Diode (Abs. 3.2.2)
i_{Gl}	Gleichtaktstrom
i_{Gg}	Gegentaktstrom
i_h	Stromwelle hinlaufend (positive z-Richtung)
i_{L1}	Versorgungsstrom der Leistungsstufe (Gegentaktmodus); Abgriff zwischen Zwischenkreis und Generator
i_{L2}	Versorgungsstrom der Leistungsstufe (Gegentaktmodus); Abgriff zwischen

Formelzeichen

	Netztransformator und Gleichrichter
i_{Le}	Gleichtaktstrom auf der Versorgungsleitung der Leistungsstufe, Abgriff zwischen Netztransformator und Gleichrichter
i_{max}	Strom; Maximalwert, der entlang der Struktur auftritt
$i_{NB, Gl}$	Gleichtaktstrom zwischen Versuchsaufbau und Netznachbildung
$i_{NB, Gg}$	Gegentaktstrom zwischen Versuchsaufbau und Netznachbildung
I_{RR}	Maximalwert des Rückwärtsstromes durch Diode (Abs. 3.2.2)
i_r	Rückwärtstrom durch Diode (Abs. 3.2.2)
i_r	Stromwelle rücklaufend (negative z-Richtung)
i_{Schl}	Gleichtaktstrom durch die Spaltzuleitung
i_{To}	Gleichtaktstrom durch die Versorgungsleitung eines Transistortreibers
j	imaginäre Einheit $\sqrt{-1}$
L	Induktivität
L'	Induktivitätsbelag einer Leitung
l	Länge
M	Gegeninduktivität
n	Ordnung des Fourierkoeffizienten (Abs. 2.1) oder Index allgemein
P	Aufpunkt für Feldstärkemessung oder -simulation
P	Potentialkoeffizient bei PEEC-Modell (Abs. 3.3.2)
Q_{rr}	Sperrverzugsladung einer Diode
R	ohmscher Widerstand
R'	Widerstandsbelag einer Leitung
r	Aufpunktabstand
r	Radius-Koordinate in Polarkoordinatensystem
R_{dB}	Reflexionsdämpfung
s	Wegelement
T	Periodendauer
t	Zeit
t_{rr}	Dauer der Rückstromspitze einer Diode
U	Spannung
u_a	Spannung am Leitungsanfang (Abs. 3.3.1)
u_e	Spannung am Leitungsende (Abs. 3.3.1)
u_{Gl}	Gleichtaktspannung
u_{Gg}	Gegentaktspannung
u_h	Spannungswelle hinlaufend (positive z-Richtung)
u_{NB1}	Spannung gegen Erde an Leiter 1 der Netznachbildung
u_{NB2}	Spannung gegen Erde an Leiter 2 der Netznachbildung
U_r	Rückwärtsspannung über Diode (Abs. 3.2.2)
u_r	Spannungswelle rücklaufend (negative z-Richtung)
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit
x	Signal allgemein (Abs. 2.1)

Formelzeichen

x	Koordinate in karthesischem Koordinatensystem
Y	Admittanz
y	Koordinate in karthesischem Koordinatensystem
Z	Impedanz
z	Koordinate in karthesischem Koordinatensystem
Z_W	Wellenwiderstand einer Leitung
α	Dämpfungskonstante
β	Phasenkonstante
δ	Skin-Eindringtiefe
ε	Dielektizitätskonstante
ε_0	Dielektizitätskonstante des Vakkums
ε_r	relative Dielektizitätskonstante
ϕ	Polarwinkel in Polarkoordinatensystem
γ	Ausbreitungskonstante
η_0	Fernfeldwellenwiderstand
φ	Phasenwinkel (Abs. 2.1)
φ	elektrisches Potential (Abs. 2.2)
λ	Wellenlänge
μ	Permeabilitätskonstante
μ_0	Permeabilitätskonstante des Vakuums
μ_r	relative Permeabilitätskonstante
θ	Azimutwinkel in Polarkoordinatensystem
ρ	spezifischer Widerstand
σ	spezifische Leitfähigkeit
τ	Impulsdauer
τ	Ladungsträgerlebensdauer bei Diode (Abs. 3.2.2)
τ_f	Fallzeit einer Impulsflanke
τ_r	Anstiegszeit einer Impulsflanke
ω	Kreisfrequenz
ω_{Bb}	Bandbreite (Kreisfrequenz)

1 Einleitung

Die funkenerosive Bearbeitung nutzt Funkenentladungen zwischen Werkstück- und Werkzeugelektrode zum Materialabtrag. Sie läßt sich sowohl zum Schneiden (Draht als Werkzeugelektrode) als auch zum Senken (Gesenk als Werkzeugelektrode) einsetzen [z. B. Gin02, Beh88, För79]. Voraussetzung für das Zustandekommen der Entladung ist eine ausreichende Leitfähigkeit des Werkstückes; daher wird die Funkenerosion überwiegend zum Bearbeiten von metallischen Werkstücken genutzt.

Die Bearbeitung erfolgt thermisch und berührungslos. Es tritt nahezu keine mechanische Kraftwirkung auf Werkstück und Maschine auf, so daß der Härtegrad des Werkstückes für die Bearbeitung ohne Belang ist. Die fehlende Kraftwirkung auf das Werkstück ist ferner eine elementare Voraussetzung für die schädigungslose Bearbeitung filigraner Teile.

Bei der Massenfertigung von Endprodukten ist die vergleichsweise geringe Abtragsrate der Funkenerosion von entscheidendem Nachteil. Dank seiner Genauigkeit und seiner herausragenden Flexibilität ist das Verfahren jedoch im Werkzeug- und Formenbau fest etabliert und weit verbreitet. Ein wachsendes weiteres Einsatzgebiet ist die Mikromechanik.

Funkenerosionsanlagen zählen zu den problematischsten hochfrequenten Störquellen im Industriebereich. Die vom Generator gelieferten steilflankigen Stromimpulse weisen bereits einen hohen Oberschwingungsgehalt auf. Hinzu kommen breitbandige stochastische Signalanteile durch den Funken selbst. Die emittierten Breitbandbandsignale werden durch Unregelmäßigkeiten im Prozeßverlauf moduliert; an Nichtlinearitäten der Störsenke entstehen vielfältige Mischprodukte. Diese Demodulationsprodukte sind überwiegend stochastisch, können aber auch periodische Komponenten enthalten (z. B. bei regelmäßigem Abheben der Elektrode zur Spülung oder bei Schwingungen im Prozeßverlauf).

Für die CNC-Steuerung und die Prozeßüberwachung werden leistungsfähige Logikschaltungen (realisiert durch Mikroprozessor, FPGA oder ASIC) benötigt, die hochgradig empfindlich gegen Störeinkoppelung sind. Die Steuerelektronik steht im Signalaustausch mit der Leistungselektronik und den übrigen Anlagenkomponenten (z.B. Positionierung und Vorschub); sie wird zudem auf engstem Raum mit der Leistungselektronik betrieben. So ist schon die Sicherstellung der **internen Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV)** eine Herausforderung.

Der ausladende Maschinenaufbau bildet unvermeidlich eine effektive Antenne. Zudem breiten sich Störungen leitungsgebunden über das Versorgungsnetz aus. Ausgeprägte Funkstörungen können die Folge sein. Ferner kann es zu Funktionsstörungen benachbarter elektronischer Geräte und Anlagen kommen, die in Einzelfällen (z.B. Ausfall eines Herzschrittmachers, Fehlfunktion einer Robotersteuerung) auch für Personen gefährliche Folgen haben können. Der Gewährleistung der **externen EMV** kommt daher besondere Bedeutung zu.

1.1 Verfahren der Funkenerosion

Die Funkenerosion nutzt zur Erzielung einer hohen Genauigkeit Entladungen bei sehr kurzem Funkenpalt; typisch ist eine Arbeitsspaltlänge von 10...100µm. Die Bearbeitung erfolgt in einer isolierenden Flüssigkeit, dem Dielektrikum (synthetisches Öl oder deionisiertes Wasser). Die Flüssigkeit bewirkt eine Einschnürung des Entladekanals, so daß eine sehr hohe Energiedichte erreicht wird. Zugleich dient die Flüssigkeit zur Spülung des Arbeitsspalt und zur Wärmeabfuhr.

Zum Ablauf der Entladung liegen umfangreiche Untersuchungen aus verschiedenen technologischen Blickwinkeln vor [z. B. Wit97, Tim96, Jut82, Enn80, Wer75, Schie64]. Dennoch

sind die physikalischen Vorgänge kaum vollständig erfaßbar, denn die Randbedingungen bei der Funkenerosion sind sehr komplex:

- Die Entladung vollzieht sich zum überwiegenden Teil in einer sich ausbildenden Gasblase. Während der Brennphase kann näherungsweise eine Gasentladung angenommen werden. Die Vorgänge beim Zünden und beim Zusammenbruch der Entladung dagegen können nur verstanden werden, wenn genaue Kenntnisse über die Wechselwirkungen beim Auf- und Abbau von Gasblase und Entladungskanal vorliegen [SMW05, SWM06].
- Spezifisch für die Funkenerosion ist die extrem kleine Spaltweite, so daß die Bedingungen unmittelbar an den Elektrodenoberflächen besonders stark ins Gewicht fallen (z. B. Wechselwirkung zwischen Oberflächenstruktur und Entladungskanal, Wärmeabfuhr durch die Elektroden).
- Sekundäreffekte können von entscheidendem Einfluß sein. Beispielsweise können sich Partikel, die durch die Spülung nicht abtransportiert wurden, im elektrischen Feld zu Brücken formieren und so den Zündvorgang grundlegend beeinflussen.
- Untersuchungsergebnisse, die an Einzelentladungen gewonnen sind, können nicht zwangsläufig auf Entladungsfolgen übertragen werden. Gründe sind unter anderem die bei Einzelentladungen nicht-stationären thermischen Verhältnisse an den Elektroden sowie Sekundäreffekte wie im Dielektrikum verbliebene freie Ladungsträger oder Verunreinigungen [Wer75, Enn80].

Die **Phasen der Entladung** können hier nur vereinfachend dargestellt werden. Die Gewichtung der einzelnen Mechanismen muß nach wie vor als umstritten gelten. Für umfassende Darstellungen wird auf die oben angeführten Literaturstellen verwiesen.

1) Durchbruch

Nach Anlegen der Zündspannung werden Elektronen zur Anode hin beschleunigt, positive Ionen zur Kathode hin. Erste Ladungsträger stehen durch Feldionisation von Molekülen des Dielektrikums zur Verfügung. Ferner können durch Zerklüftungen der Elektrodenoberflächen oder durch Verunreinigungen im Arbeitsspalt lokal elektrische Feldstärkeüberhöhungen auftreten, die eine Feldemission ermöglichen [Tim96]: Bei einer elektrischen Feldstärke größer 10^7 V/cm kommt es zum Austritt von Elektronen aus der Kathodenoberfläche, wobei der Potentialwall an der Kathodenoberfläche durch Tunneln überwunden wird.

2) Aufbau des Entladekanals

Gemeinsam mit dem Entladungskanal baut sich eine Gasblase auf, die mit dem Dampf der Elektrodenwerkstoffe und des Dielektrikums gefüllt ist. Innerhalb der Gasblase reicht die mittlere freie Weglänge und damit die aufgenommene Bewegungsenergie der freien Elektronen aus, um durch Stoßionisation eine lawinenartige Ladungsträgerzunahme zu bewirken.¹ Die Ladungsträgerlawinen sind der Lage, auch durch Photonen-Aussendung Gasmoleküle zu ionisieren [Wit97]: Es bilden sich anoden- oder kathodengerichtete Streamer, deren Ausdehnungsgeschwindigkeit die Driftgeschwindigkeit der freien Elektronen um ein Vielfaches übersteigt.

Der Strom steigt steil an, und die Spannung fällt auf die Funkenbrennspannung ab (materialabhängig, ca. 25V). In der Anfangsphase ist der Dampf in der gesamten Gasblase so

¹ Die Darstellung folgt hier der sogenannten „Blasentheorie“. Abweichend geht die „Elektrolawinentheorie“ von einem Kanalaufbau durch Stoßionisation noch in der Flüssigkeit aus; ob aber dort die freie Weglänge der Elektronen zur Herbeiführung eines Lawineneffektes ausreicht, wird bezweifelt [Wit97]. Nach wie vor bleibt umstritten, zu welchem Anteil und bis zu welchem Stadium sich der Aufbau des Entladekanals in der Flüssigkeit bzw. im Gas vollzieht.

stark ionisiert, daß ihr ganzer Querschnitt vom Strom durchflossen werden kann. Während des schnellen Stromanstieges bewirkt der Skineneffekt eine Stromverdrängung nach außen in die Mantelfläche des Kanals, sofern der Kanalradius bereits die Skineindringtiefe überschreitet.

3) Brennphase

Druck und Temperatur nehmen weiter zu. Entladekanal und Gasblase dehnen sich weiter aus. Aufgrund des annähernd konstanten Stromflusses wirkt nun der Pinch-Effekt kontrahierend auf den Entladungskanal. Die Gasblase wächst stärker als der Plasmakanal, der Kanal ist jetzt von Gas umgeben, das einen deutlich geringeren Ionisierungsgrad aufweist.

Die hohe Energiekonzentration an den Entladungsfußpunkten bewirkt Aufschmelzungen an den Elektroden. Bedingt durch die hohe Geschwindigkeit der Elektronen beginnt der Energieeintrag in die Anode bereits unmittelbar nach dem Zünden. Der Energieeintrag in die Kathode setzt durch die geringere Geschwindigkeit der Ionen zeitlich verschoben ein. Auf Grund der höheren Masse der Ionen und auf Grund des schärferen Plasmakanal-Fußpunktes ist die Energiedichte an der Kathode dann jedoch höher als an der Anode.

Durch geeignete Polarität der Elektroden, durch die Wahl des Elektrodenmaterials und durch die Impulsparameter muß sichergestellt werden, daß der Abtrag am Werkstück groß gegenüber dem an der Werkzeugelektrode ist. Bei kurzen Impulsen, wie sie zum Drahterodieren oder zum Schlichten verwendet werden, nutzt man den frühzeitig einsetzenden Energieeintrag in die Anode und polt das Werkstück positiv gegenüber der Werkzeugelektrode. Bei längeren Impulsen (z. B. beim Senken) wird der hohe, aber später einsetzende Energieeintrag genutzt, den die Ionen in die Kathode einbringen. Das Werkstück wird nun negativ gegenüber der Werkzeugelektrode gepolt.

Bei sehr kurzen Impulsen sowie generell zu Beginn der Entladung überwiegt die Verdampfung, mit wachsender Impulslänge gewinnt die Aufschmelzung mehr und mehr an Bedeutung.

4) Impulsende

Mit der Abschaltung des Arbeitsstromes nimmt die Zahl der freien Ladungsträger rapide ab. Der Plasmakanal implodiert. Der Druck baut sich ab, und die Gasblase bricht zusammen. Aufgeschmolzenes und verdampftes Material erstarren und werden durch die Spülung abtransportiert. Beim steilen Stromabfall ist nun wieder der Skineneffekt wirksam.

Die Pausenzeit vor dem nächsten Impuls dient zur Deionisierung des Dielektrikums. So wird verhindert, daß die nächste Entladung an exakt derselben Stelle zündet.

Beispielhaft ist in *Bild 1.1* der **Aufbau einer Senkerodieranlage** skizziert: Der Funkenspalt ist über eine Leiterschleife („Spaltschleife“) kontaktiert und über eine Leitung („Spaltzuleitung“) mit dem Impulsgenerator verbunden. Die Spaltschleife kann auf verschiedene Art innerhalb oder außerhalb des Maschinenkörpers verlegt sein, muß jedoch in jedem Fall die größtmöglichen Werkstückabmessungen umspannen können.

Typische **Impulsparameter** sind in *Tabelle 1.1* zusammengestellt. Bei der Senkerosion werden überwiegend statische Impulse genutzt, das heißt, der Arbeitspunkt wird über die Impulsdauer hinweg konstant gehalten. Bei der Schneiderosion nutzt man bevorzugt Hochstrom-Nadelimpulse. Bei anderen elektrotechnologischen Verfahren (z.B. Elektroschweißen, Werkstückformung durch Impulsmagnetfelder) werden oftmals größere Stromstärken eingesetzt. Für die Funkenerosion sind dagegen eine große Stromflankensteilheit und eine hohe Pulsfolgefrequenz charakteristisch.

1 Einleitung

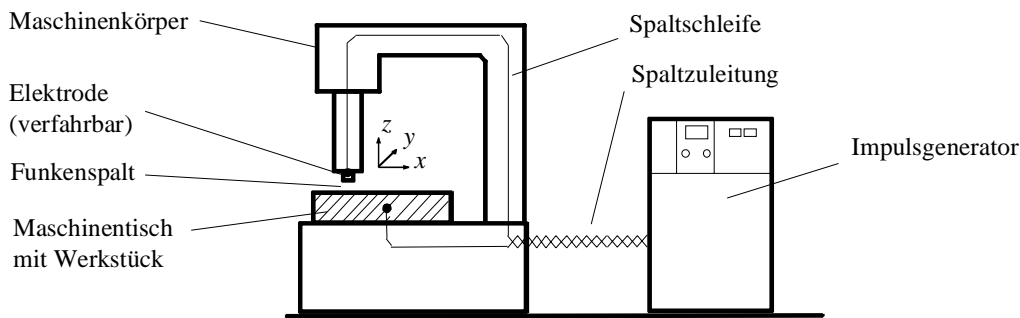


Bild 1.1: Komponenten einer Funkenerosionsanlage am Beispiel einer Senkerodieranlage.

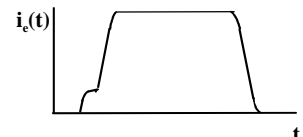
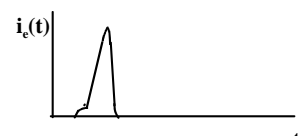
	Generator- typ	Impulsform	Impuls- strom \hat{i}_e	Flanken- steilheit $d\hat{i}_e/dt$	Impuls- folge- frequenz	Impuls- dauer	Zünd- span- nung
Senken	Statischer Impuls- generator		10A ... 1kA	50A/μs ... 500A/μs	1kHz ... 200kHz	1μs ... 1ms	80V ... 200V
Schneiden (Draht- erosion)	Hochstrom- Nadelimpuls- generator		10A ... 500A	bis ca. 1kA/μs	100kHz ... 1MHz	0,1μs ... 1μs	80V ... 500V

Tabelle 1.1: Typische Impulsparameter bei der Funkenerosion.

1.2 Zielstellung und Vorgehensweise

Trotz des hohen Störpotentials von Funkenerosionsanlagen sind zu ihrer EMV nur wenige und nur kurze Veröffentlichungen zu finden [z. B. BWB96]. Seit langem bekannt ist, daß sich die HF-Emission zum Prozeß-Monitoring nutzen läßt, hierzu wurden wiederholt Untersuchungen durchgeführt, die jedoch den Blickwinkel der EMV außer Acht lassen [z.B. HR87, DeS88, XY95, DM97]. Ein Ziel dieser Arbeit ist es, einen Beitrag zur Schließung dieser Lücke zu leisten.

Bei Untersuchungen an konkreten Anlagen oder Geräten wird oft eine rein meßtechnische Vorgehensweise gewählt; dies gilt in besonderem Maße für die EMV von Werkzeugmaschinen. Anliegen dieser Arbeit ist, an einem komplexen Untersuchungsobjekt „Funkenerosionsanlage“ Brücken zwischen experimentellem Vorgehen, theoretischer Beschreibung und Simulation zu erarbeiten. Die aufgezeigten Herangehens- und Beschreibungsweisen sind auf andere Anlagen und Geräte übertragbar und wollen als Anregungen für weitere Arbeiten verstanden werden. Die Funkenerosionsanlage ist somit nicht allein Untersuchungsgegenstand, sie soll zugleich als **Beispielobjekt** dienen.

In starkem Maße werden **Modellbeschreibungen** genutzt. Besonderer Wert wird auf Anschaulichkeit aus dem Blickwinkel des Elektroingenieurs gelegt, um eine Übertragung auf die Praxis zu ermöglichen. Zum einen sollen die Modelle das Verständnis vertiefen: Gerade

1 Einleitung

die getroffenen Vereinfachungen helfen, die wesentlichen Mechanismen hervortreten zu lassen. Zum anderen soll gezeigt werden, wie sich auf Grund von Theorie und Simulation Vorabschätzungen hinsichtlich der EMV gewinnen lassen. Ziel ist ein Entwurfsprozeß, in den die EMV von vorneherein und gezielt einfließt. Der Vergleich mit Meßergebnissen zeigt beispielhaft die Gültigkeit jedes Modelles und läßt gegebenenfalls dessen Grenzen erkennen.

Nicht angestrebt wird ein eigener Beitrag zu den funkenphysikalischen Vorgängen; er würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Die Physik von Entladungsstrecken extrem kurzer Funkenspaltweite ist gleichwohl nicht vollständig erforscht, zumal unter den komplizierten Randbedingungen bei der Funkenerosion. Hier ist nach wie vor ein lohnendes Gebiet für weitere Arbeiten zu sehen. Ausgeklammert bleiben muß ferner die gesundheitliche Gefährdung des Anlagenbedieners durch die Feldexposition.

In den beiden folgenden Kapiteln werden die zum Verständnis notwendigen Grundlagen zusammengetragen: Kapitel 2 befaßt sich mit **Signalen** und den angewandten Meßmitteln und Simulationswerkzeugen, Kapitel 3 behandelt die für die EMV relevanten Eigenschaften der **Bauelemente und Verdrahtungsstrukturen**.

Entstehung und Ausbreitung der **leitungsgebundenen Signale** in der Funkenerosionsanlage werden in Kapitel 4 untersucht. Um reproduzierbare Bedingungen sicherzustellen, wird zunächst ein Versuchsaufbau betrachtet, der modellhaft einen bei kurzgeschlossenem Funkenspalt betriebenen Impulsgenerator nachbildet. In einem zweiten Modellierungsschritt wird der Aufbau in Ersatzschaltbilder überführt, die die zentralen Mechanismen der Signalausbreitung im Generator offenlegen; eine Überprüfung erfolgt durch Schaltungssimulation. Die während des Erodierens auftretenden Signale werden an Senk- und Draht-erodiermaschinen in Zeit- und Frequenzbereich gemessen und analysiert.

Darauf aufbauend wird in Kapitel 5 die **Abstrahlung** der Funkenerosionsmaschine untersucht. Als Fallbeispiel dient eine konkrete Anlage. Feldstärkemessungen am Aufstellungsort sind aufgrund der undefinierten Umgebungseinflüsse von eingeschränkter Aussagekraft. Daher wird die geometrische Struktur der Anlage schrittweise in Feldsimulationsmodelle umgesetzt, die eine exaktere und zugleich flexiblere Analyse der einzelnen Strahlungsmechanismen erlauben. Die Strahlungseigenschaften der Struktur werden unter Hinzuziehung der in Kapitel 3 zusammengestellten Strahler-Grundstrukturen diskutiert. Die Einflußgrößen werden deutlich, so daß eine Verallgemeinerung erfolgen kann. Als Anregung für die Feldsimulation dienen die an der zugrundegelegten Anlage gemessenen Stromspektren. Feldstärkemessungen belegen die Gültigkeit der Modelle.

Maßnahmen zur Sicherstellung der internen und externen EMV werden vorgeschlagen und diskutiert.

Eine Sonderstellung nehmen die niederfrequenten **Netzzrückwirkungen** ein. Diese sind wenig spezifisch für Funkenerosionsanlagen. Angesichts der anhaltend aktuellen Thematik netzzrückwirkungsarmer Gleichrichterschaltungen sind die diesbezüglich vom Autor durchgeführten Untersuchungen dennoch im Anhang dokumentiert. Es wird ein einfaches Steuerverfahren vorgeschlagen, erste Ergebnisse werden präsentiert.

2 Signale, Meßtechnik und Simulationswerkzeuge

2.1 Frequenzspektrum

Beim Erosionsprozeß treten bedingt durch den stochastischen Prozeßverlauf weitgehend aperiodische Signalanteile auf. Periodische Signale werden in Erosionsgeneratoren zu internen Zwecken erzeugt, wie beispielsweise zur Spannungsumsetzung oder Stromregelung. Ferner entstehen periodische Signale, wenn der Erosionsgenerator in den Sonderzuständen Kurzschluß oder Leerlauf arbeitet.

2.1.1 Frequenzspektrum periodischer Signale

Eine periodische Funktion $x(t)$ läßt sich durch Fouriertransformation als Summe ihrer Oberschwingungen darstellen. Diese Oberschwingungen bilden diskrete Spektrallinien bei ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz. In komplexer Darstellung erhält man

$$\underline{x}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{c}_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.1)$$

Werden nur positive Frequenzen zugelassen, so weisen die Spektrallinien mit Ausnahme des Gleichanteiles c_0 die doppelte Amplitude auf. Im Zeitbereich ergibt sich

$$x(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2|c_n| \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) \quad (2.2)$$

Die Koeffizienten sind in beiden Darstellungen

$$\underline{c}_n = |c_n| \cdot e^{j\varphi_n} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (2.3)$$

T ist die Periodendauer der Zeitfunktion, ω_0 die entsprechende Kreisfrequenz. n ist die Ordnung der jeweiligen Harmonischen.

Da Signale in der Leistungselektronik überwiegend durch Schaltvorgänge erzeugt werden, ist die **Trapezimpulsfolge** hier ein wichtiger Sonderfall. Der Trapezimpuls ist charakterisiert durch seine Anstiegszeit τ_r , seine Fallzeit τ_f , seine Dauer τ sowie seine Amplitude A (Bild 2.1).

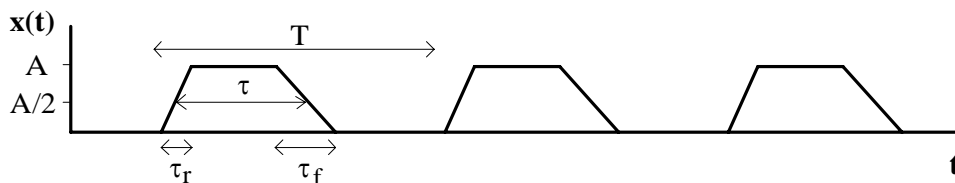


Bild 2.1: Parameter einer Trapezimpulsfolge.

Als Fourierkoeffizienten erhält man [Pau06]:

$$\underline{c}_n = -j \frac{A}{2\pi n} e^{-jn\omega_0(\tau+\tau_r)/2} \left[\frac{\sin(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{jn\omega_0\tau/2} - \frac{\sin(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_f)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_f} e^{-jn\omega_0\tau/2} \right]$$

mit: $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$. (2.4)

Werden Anstiegs- und Fallzeit als gleich angenommen, so kann eine einfache grafische Näherung durch Asymptoten erfolgen. Mit $\tau_r = \tau_f$ läßt sich Gl. 2.4 in ein Produkt überführen:

$$\underline{c}_n = A \frac{\tau}{T} \frac{\sin(\frac{1}{2}n\omega_0\tau)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau} \frac{\sin(\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r)}{\frac{1}{2}n\omega_0\tau_r} e^{-jn\omega_0(\tau+\tau_r)/2}. \quad (2.5)$$

Substituiert man $f = n\omega_0/2$ und berücksichtigt den in Gl. 2.2 enthaltenen Faktor Zwei, so erhält man als Einhüllende der Spektrallinien den Term

$$E(f) = 2A \frac{\tau}{T} \left| \frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f} \right| \left| \frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f} \right|. \quad (2.6)$$

In der logarithmischen Darstellung geht die Einhüllende in eine Summe über:

$$E_{dB} = 20\log_{10}\left(2A \frac{\tau}{T}\right) + 20\log_{10}\left|\frac{\sin(\pi\tau f)}{\pi\tau f}\right| + 20\log_{10}\left|\frac{\sin(\pi\tau_r f)}{\pi\tau_r f}\right|. \quad (2.7)$$

Der erste Summand ist frequenzunabhängig. Die Asymptote des zweiten Summanden fällt proportional zu $1/f$, also mit 20dB pro Frequenzdekade. Der dritte Summand liefert einen weiteren mit 20dB pro Dekade fallenden Beitrag. In *Bild 2.2* ist gezeigt, wie sich durch Überlagerung dieser Asymptoten die Einhüllende des Gesamtspektrums gewinnen läßt. Man sieht:

- Die Spektraleinhüllende ist im untersten Frequenzbereich direkt proportional zur Amplituden-Zeit-Fläche der Impulsfolge.
- Die erste Knickfrequenz verschiebt sich mit steigender Impulslänge τ nach unten. Eine Änderung der Impulslänge unter Beibehaltung der Periodendauer beeinflusst jedoch nur das Spektrum im unteren Frequenzbereich, denn für hohe Frequenzen kompensiert sich der Einfluß auf die beiden ersten Summanden in Gl. 2.7.
- Die obere Knickfrequenz wird ausschließlich durch die Flankensteilheit bestimmt.

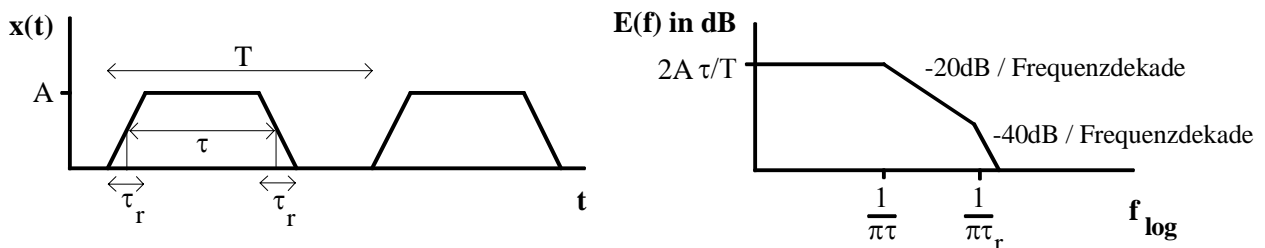


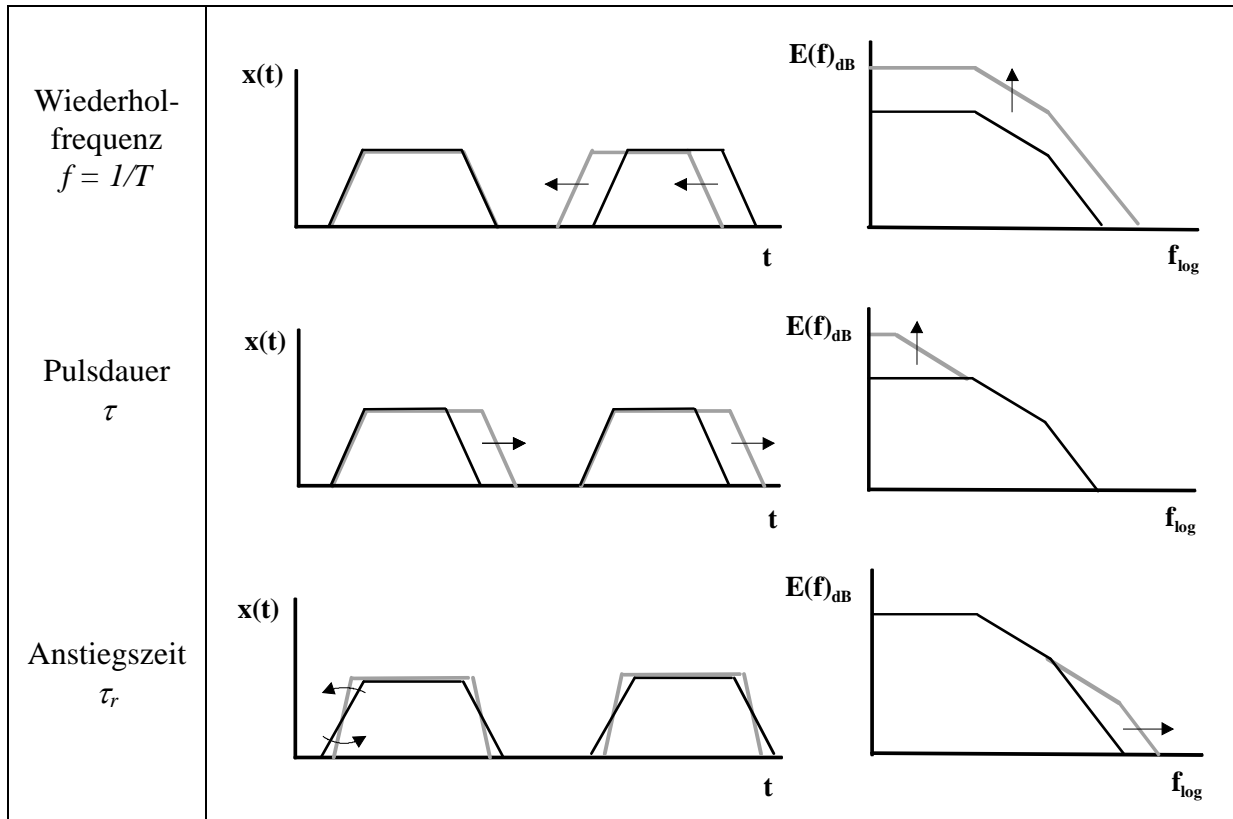
Bild 2.2: Grafische Ermittlung der Asymptoten für eine Trapezimpulsfolge.

Der Einfluß von Pulswiederholrate, Pulsdauer und Anstiegszeit auf die Asymptoten des Spektrums ist in *Tabelle 2.1* schematisch zusammengestellt. *Bild 2.3* zeigt die Anwendung der Asymptotendarstellung auf den Ausgangsstrom eines Impulsgenerators für die Funkerosion.

Für unsymmetrische Trapezimpulse ist die Umwandlung von Gl. 2.4 in eine Produktform nicht möglich. Im Logarithmischen kann die Einhüllende des Spektrums daher nicht als Summe von Asymptoten dargestellt werden. Das Spektrum einer Folge unsymmetrischer

Trapezimpulse läßt sich jedoch nach oben abschätzen, indem man für τ_r die Anstiegszeit der steileren Flanke einsetzt.

Für **weitere Signalformen** lassen sich Einhüllende des Spektrums angeben [Cow68]. So kann als idealisierte Näherung für Nadelimpulse auch die Dreieckimpulsfolge dienen, für deren Spektrum ebenfalls eine Asymptotendarstellung vorliegt [Tih95]. Eine allgemeinere Vorgehensweise zur Abschätzung des Spektrums ist ebenso in [Tih95] beschrieben.



Tab. 2.1: Einfluß von Wiederholfrequenz, Pulsdauer und Anstiegszeit auf die Amplituden des Spektrums.

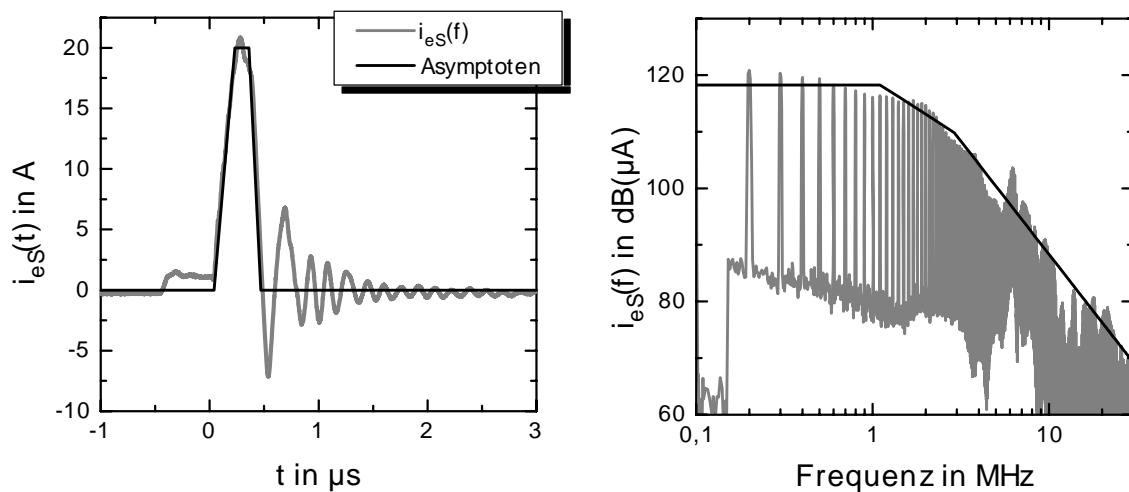


Bild 2.3: Anwendung der Asymptoten-Näherung auf eine Nadelimpulsfolge (Messung an Hochstrom-Nadelimpulsgenerator bei kurzgeschlossenem Funkenspalt).

Links: Zeitverlauf des Stromes für einen Impuls (Wiederholfrequenz: 100kHz).

Rechts: gemessenes Spektrum und Abschätzung durch Asymptoten.

2.1.2 Frequenzspektrum aperiodischer Signale

Das Spektrum eines periodischen Signales kann in das Spektrum eines einmaligen und damit aperiodischen Vorganges überführt werden, indem man die Periodendauer T unendlich groß werden läßt. Die Spektrallinien rücken unendlich dicht zusammen, und es ergibt sich ein kontinuierliches Spektrum. Gleichzeitig strebt die Amplitude jedes einzelnen Frequenzanteiles gegen Null. Man erhält:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{X}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{mit:} \quad \underline{X}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt . \quad (2.8)$$

Das Spektrum $\underline{X}(j\omega)$ hat die Dimension *Amplitude / Frequenz* ('Amplitudendichte').

Die Amplitudendichte eines aperiodischen Signales hat prinzipiell denselben Verlauf wie die Spektrallinienamplituden eines identischen mit der Periodendauer T fortgesetzten Signales. Beide unterscheiden sich jedoch um Faktor T :

$$\underline{c}_n = \frac{1}{T} \underline{X}(jn\omega_0) . \quad (2.9)$$

2.1.3 Messung von Frequenzspektren

Auf dem Gebiet der EMV wird zur Messung von Frequenzspektren zumeist der **Meßempfänger** genutzt [Schwa96; Mor94]. Gegenüber Spektrumanalysatoren weist der Meßempfänger bei breitbandigen Signalen eine wesentlich höhere Dynamik auf. Der Meßempfänger arbeitet nach dem Prinzip des Überlagerungsempfängers. Die Abstimmung erfolgt nicht kontinuierlich, sondern in diskreten Frequenzschritten. Der große Dynamikbereich wird durch schmalbandige Selektion bereits vor der Mischstufe und durch schaltbare Eingangsabschwächer erzielt. Anforderungen an den Meßempfänger sind in der Norm festgeschrieben [EN55016-1-1]. Hier wird der Meßempfänger *MEB SMV41* eingesetzt. Die vom Meßempfänger ausgegebene Amplitude ist generell als Effektivwert skaliert. Das Phasenspektrum wird nicht gemessen. Bei der Interpretation von Spektren, die mit Hilfe eines Meßempfängers aufgenommen wurden, sind die Bandbreite sowie der Gleichrichtermodus zu berücksichtigen.

a) Bandbreite

Bei **periodischen Signalen**, deren Grundfrequenz größer als die Meßbandbreite ist, werden die Spektrallinien einzeln aufgelöst. Das Meßergebnis ist ein Amplitudenspektrum. Solange die Grundfrequenz größer als die Meßbandbreite bleibt, ist das Ergebnis von der Bandbreite unabhängig.

Wird die Signalgrundfrequenz kleiner als die Bandbreite, so erfaßt der Meßempfänger mehrere Spektrallinien gleichzeitig. Der Liniencharakter des Spektrums geht im Meßergebnis verloren. Gemessen wird die Summe aller jeweils innerhalb der Bandbreite liegenden Spektrallinien. Bei Umschaltung der Bandbreite ω_{Bb} ändert sich das Meßergebnis $U_{Me\beta}(f)$ im Mittel linear:

$$\frac{U_{Me\beta,1}(f)}{U_{Me\beta,2}(f)} \cong \frac{\omega_{Bb,1}}{\omega_{Bb,2}} \quad (2.10)$$

Beim Erodieren entstehen aperiodische Signale oder Signalanteile, die lediglich stochastischen Gesetzmäßigkeiten folgen. Das Spektrum ist kontinuierlich und weist keine deterministische Amplituden-Phasenbeziehung der Spektralanteile mehr auf. Bei einem solchen **inkohärenten Signal** ist das Meßergebnis lediglich proportional zur Wurzel der Meßbandbreite:

$$\frac{U_{Me\beta,1}(f)}{U_{Me\beta,2}(f)} = \sqrt{\frac{\omega_{Bb,1}}{\omega_{Bb,2}}} \quad (2.11)$$

Die in der Norm [EN55016-1-1] für die einzelnen Frequenzbereiche vorgegebenen Meßbandbreiten sind in *Tabelle 2.2* zusammengestellt.

Frequenzbereich	9kHz ... 150kHz	150kHz ... 30MHz	30MHz ... 1GHz
Bandbreite	220Hz	9kHz	120kHz

Tabelle 2.2: Meßempfänger-Bandbreite (Kriterium: max. 6dB Abfall der Meßempfindlichkeit innerhalb der Bandbreite).

b) Gleichrichtermodus

Bei der Demodulation nimmt der Meßempfänger eine Amplitudenbewertung vor. Diese Bewertung ist abhängig von der zeitlichen Charakteristik der im jeweiligen Frequenzschritt

erfaßten Spektralanteile. Gebräuchlichste Detektoren sind der Peak-Detektor, der Quasi-Peak-Detektor und der Average-Detektor:

- Der **Peak-Detektor** arbeitet als Spitzenwert-Gleichrichter (*Bild 2.4*): Er verfügt über eine kleine Ladezeitkonstante und eine sehr große (idealerweise unendlich große) Entladezeitkonstante. Erfasst wird der Maximalwert, der im Zeitintervall des jeweiligen Frequenzschrittes am Detektor auftritt. Das Meßergebnis ist daher je nach Charakter der Störung höher oder gleich hoch wie bei den anderen Detektoren. Die Grenzwerte der militärischen EMV-Normung fußen auf dem Peak-Detektor. Der Peak-Detektor weist den kleinsten Bedarf an Meßzeit auf.
- Der **Quasi-Peak-Detektor** (*Bild 2.4*) weist gegenüber dem Peak-Detektor eine höhere Ladezeitkonstante sowie eine deutlich geringere Entladezeitkonstante auf [EN55016-1-1]. Der Quasi-Peak-Detektor liefert eine Aussage über die subjektive Störwirkung bei analogen Funkdiensten. Knackstörungen geringer Folgerate beeinträchtigen den Rundfunkempfang weniger als ein permanenter Störpegel; sie fließen beim Quasi-Peak-Detektor abgeschwächt in das Meßergebnis ein. Die zivile EMV-Normung nutzt den Quasi-Peak-Detektor.
- Der **Average-Detektor** bildet den zeitlichen Mittelwert der Amplitude. Er wird in der zivilen Normung bei den Grenzwerten der Funkstörspannung ergänzend zum Quasi-Peak-Detektor eingesetzt.

Die **Aussagekraft** der verschiedenen Detektoren ist abhängig von der Charakteristik der Störsenke und vom Störphänomen. In Digitalschaltungen können schon einzelne Störeignisse bei Überschreitung eines bestimmten Schwellwertes zu irreversiblen Fehlerzuständen führen. Hier wird der Peak-Detektor die wertvollste Aussage liefern. In Anlogschaltungen ist tendenziell eher die durchschnittliche Signalqualität von Belang, und es ist in stärkerem Maße mit Akkumulationseffekten zu rechnen (z.B. Aufbau einer Offset-Spannung durch parasitäre Demodulation an den Halbleiterstrecken). Hier wird das Verhalten der Störsenke in aller Regel durch den Quasi-Peak- oder den Average-Detektor besser nachgebildet.

Zur Einschätzung der Störwirkung auf digitale Funksysteme kann der Quasi-Peak-Detektor herangezogen werden. Ebenso wie beim analogen Rundfunk ist hier die Wirkung von Knackstörungen geringer als die einer Dauerstörung zu bewerten, da bei Knackstörungen die Fehlerschutzmechanismen (Codierung, Nachforderung von Datenpaketen) wirksamer greifen.

Die Meßergebnisse von Peak- Quasi-Peak- und Average-Detektor gleichen sich bei zunehmender Wiederholrate der Störung an. Umrechnungsdiagramme für Impulsfolgen sind in [Mor94] angegeben. Bei Impulsfrequenzen oberhalb von ca. 3kHz können Peak- und Quasi-Peak-Meßwerte in guter Näherung als identisch angenommen werden (Bandbreiten 9kHz; 120kHz).

Soweit nicht anders vermerkt, sind alle hier **dargestellten Meßergebnisse im Peak-Modus** gewonnen.

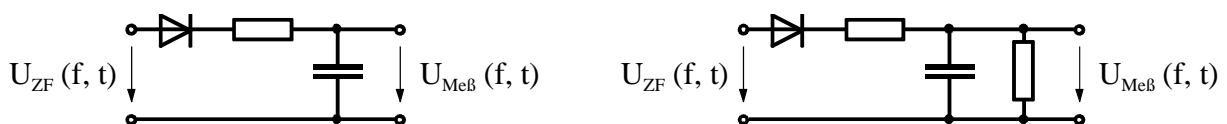
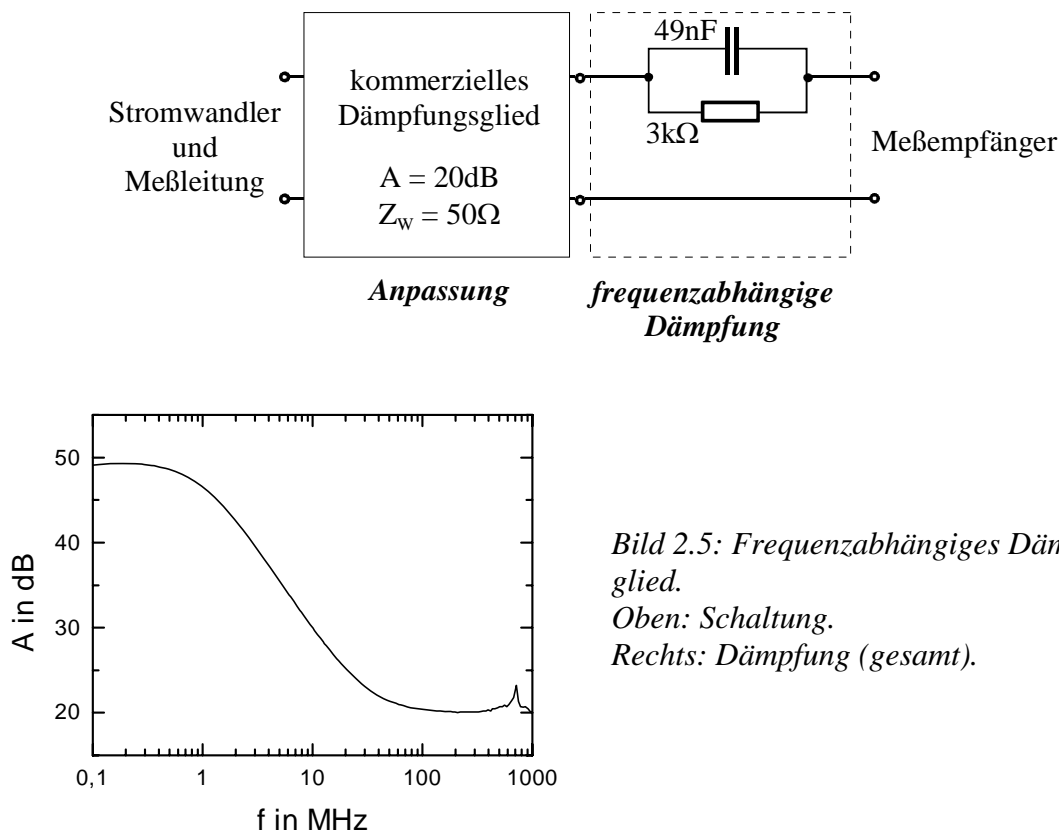


Bild 2.4: Vereinfachte Ersatzschaltbilder für Peak- (links) und Quasi-Peak-Detektor (rechts). Zu Beginn jedes neuen Frequenzschrittes wird der Detektor durch Zwangsentladung rückgesetzt.

Bei Breitbandstörungen können trotz der Eingangselektion des Meßempfängers Frequenzbereiche mit geringerem Signalpegel oft nicht mehr aufgelöst werden, ohne daß der Meßempfänger durch den Gesamtpegel übersteuert würde. Bei bekanntem Grundverlauf des Frequenzganges läßt sich auf einfache Weise eine effektive **Dynamikerhöhung** erzielen, indem die Empfindlichkeit in Frequenzbereichen mit hoher Signalamplitude durch Vorschaltung eines Filters gezielt herabgesetzt wird.

Bei Funkenerosionsanlagen treten hohe Stromamplituden bei tiefen Frequenzen auf. Den hochfrequenten Spektralanteilen der Ströme kommt trotz ihrer vergleichsweise geringen Amplitude bei der Abstrahlung Bedeutung zu. Daher wird dem Meßempfänger ein frequenzabhängiges Dämpfungsglied (*Bild 2.5*) vorgeschaltet, das den Pegel im unteren Frequenzbereich stärker absenkt.



Auf dem Gebiet der niederfrequenten Netzrückwirkungen wird ein **Leistungsanalysator** genutzt. Er zeichnet die Strom- und Spannungsverläufe am Netzanschluß im Zeitbereich digital auf. Amplituden- und Phasenspektrum werden durch Fouriertransformation ermittelt. Ebenso können Kenngrößen wie Leistungsfaktor oder Klirrfaktor ausgegeben werden. Hier wird das Gerät *Norma D61000* verwendet.

2.2 Leitungsgebundene Signale

2.2.1 Gleich- und Gegentaktsignale

Für die EMV-Analyse der Signalausbreitung auf Leitungen ist eine Zerlegung der Signale in Gleich- und Gegentaktmodus zweckmäßig. Aus den Leiterströmen i_1 und i_2 (Bild 2.6) ergeben sich der Gleichtaktstrom i_{Gl} und der Gegentaktstrom i_{Gg} :

$$i_{Gl} = i_1 + i_2 \quad ; \quad i_{Gg} = \frac{1}{2}(i_1 - i_2) \quad . \quad (2.12)$$

Aus den Leiter-Erdspannungen u_1 und u_2 ergeben sich Gleichtaktspannung u_{Gl} und Gegentaktspannung u_{Gg} :

$$u_{Gl} = \frac{1}{2}(u_1 + u_2) \quad ; \quad u_{Gg} = u_1 - u_2 \quad . \quad (2.13)$$

Nutzsignale werden im Gegentaktmodus übertragen. Gleichtaktströme sind grundsätzlich parasitär, ihnen kommt jedoch bei der Störausbreitung große Bedeutung zu. Ihr Pfad schließt sich über Steukapazitäten.

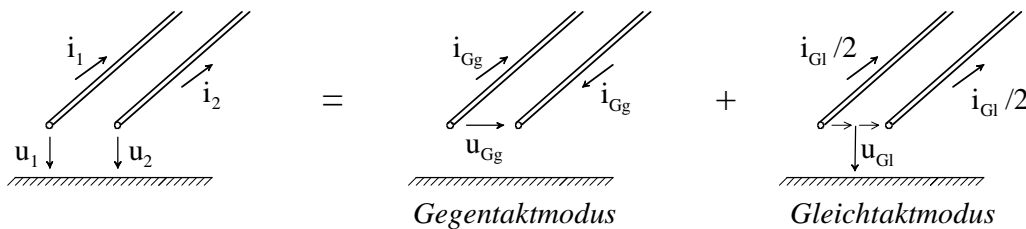


Bild 2.6: Definition Gleich- und Gegentaktsignale.

Mögliche **Entstehungsmechanismen eines Gleichtaktstromes** seien anhand einer einfachen leistungselektronischen Anordnung veranschaulicht:

Bild 2.7 zeigt, wie eine **Gegentaktspannung** einen Gleichtaktstrom hervorrufen kann. Betrachtet sei ein Transistor, der eine Last schaltet. Der Transistor ist auf einem Kühlkörper montiert, der als ausladendes metallisches Bauelement eine große parasitäre Erdkapazität C_{Erd} besitzt. Induktive Spannungsabfälle seien zunächst vernachlässigt.

Im linken Bild ist der Kühlkörper mit dem Source-Anschluß des Transistors verbunden. Er führt keine Spannung gegen Erde, und es fließt kein Gleichtaktstrom. Im rechten Bild dagegen ist der Kühlkörper mit Drain verbunden. Damit liegt zwischen Kühlkörper und Erde die Transistorspannung $u_T(t)$ an. Es fließt ein Gleichtaktstrom, der proportional zur zeitlichen Änderung der Spannung ist:

$$i_{Gl}(t) = C_{Erd} \frac{du_T}{dt} \quad . \quad (2.14)$$

Wie ein Gleichtaktstrom durch einen **Gegentaktstrom** verursacht werden kann, ist in Bild 2.8 dargestellt. Berücksichtigt man den induktiven Spannungsabfall $u_{L2}(t)$ entlang der Leitung, so entsteht auch dann ein Gleichtaktstrom, wenn der Kühlkörper mit Source verbunden wird. Bei tiefen Frequenzen ist C_{Erd} die dominierende Impedanz im Gleichtaktpfad. Es gilt:

$$i_{Gl}(t) = C_{Erd} \frac{du_{L2}}{dt} = C_{Erd} L_2 \frac{d^2 i_2}{dt^2} \quad \text{für: } u_C \gg u_{L,Gl} \quad . \quad (2.15)$$

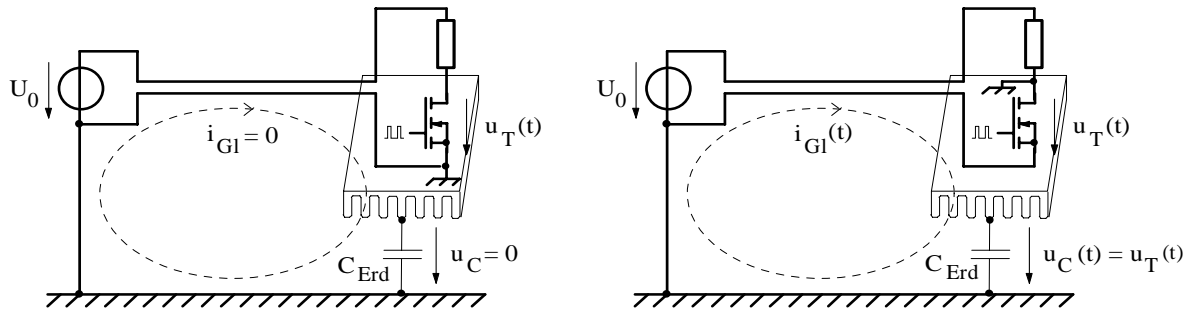


Bild 2.7: Entstehung eines Gleichtaktstromes durch eine Gegentaktspannung.

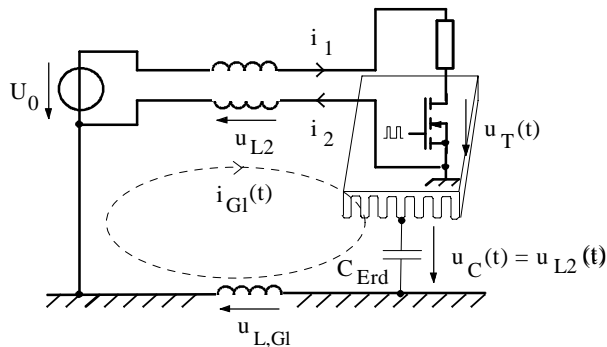


Bild 2.8: Entstehung eines Gleichtaktstromes durch einen Gegentaktstrom.

2.2.2 Messung und Simulation leitungsgebundener Signale

Unter dem Begriff der elektrischen **Spannung** wird in der Netzwerktheorie die Potentialdifferenz zwischen den zwei betrachteten Aufpunkten P_1 und P_2 verstanden:

$$u_{1,2} = \varphi_{P_1} - \varphi_{P_2} \quad (2.16)$$

Bei realen, räumlich ausgedehnten Schaltungsaufbauten kann dieser Spannungsbegriff nur im statischen Fall (Gleichstrom) allgemein aufrechterhalten werden. Schon für quasistationäre Felder berücksichtigen die Maxwell-Gleichungen die Induktion einer elektrischen Feldstärke durch magnetische Wechselfelder. Formal wird die Spannung damit abhängig vom Integrationspfad, der für die elektrische Feldstärke gewählt wird, meßtechnisch von der Verlegung der Meßleitungen. Allgemein gilt:

$$\begin{aligned} u_{1,2} &= \int_{C_{P_1 \rightarrow P_2}} \vec{E} d\vec{s} = - \int_{C_{P_1 \rightarrow P_2}} \left(\text{grad}\varphi + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) d\vec{s} \\ &= \varphi_{P_1} - \varphi_{P_2} - \frac{\partial}{\partial t} \int_{C_{P_1 \rightarrow P_2}} \vec{A} d\vec{s} \end{aligned} \quad (2.17)$$

mit der elektrischen Feldstärke E , dem elektrischen Potential φ , dem magnetischen Vektorpotential A und dem Integrationspfad $C_{P_1 \rightarrow P_2}$.

Ein bedeutsamer Sonderfall ist die transversale elektromagnetische Welle (TEM-Welle), wie sie in der klassischen Leitungstheorie vorausgesetzt wird (Abs. 3.3.1). Hier stehen elektrische und magnetische Feldstärke senkrecht zueinander sowie senkrecht zur gemeinsamen Ausbreitungsrichtung. Wird der Integrationsweg als direkte Verbindung senkrecht zu den

Leitern gewählt, so gilt $\vec{A} \perp d\vec{s}$. Das Integral über dem magnetischen Vektorpotential wird zu Null, so daß für diesen Sonderfall eine Definition der Spannung nach Gl. 2.16 sinnvoll anwendbar ist.

Trotz der Einschränkungen wird die Spannungsmessung auch im Bereich der EMV genutzt. Die Spannung wird dann stillschweigend mit der Potentialdifferenz gleichgesetzt. Dies ist nur zulässig, wenn die Induktionsspannung entlang der Meßleitungen vernachlässigbar ist, d.h.

- wenn keine hohen Stromanstiegsgeschwindigkeiten auftreten,
- wenn die Meßpunkte sehr dicht beisammen liegen, so daß die Kontaktierung extrem kompakt gehalten werden kann, oder
- wenn, wie oben für die TEM-Welle ausgeführt, auf Grund von Feldorientierung und Verlegung der Meßleitungen keine Induktion in die Meßleitungen erfolgt.

Bei Funkerosionsanlagen treten Stromanstiegsgeschwindigkeiten bis zu einigen 100A/μs auf. Zugleich ist der Schaltungsaufbau sehr ausladend. Schon die grundsätzlichen Voraussetzungen für Spannungsmessungen, die bis in den Hochfrequenzbereich ausgewertet werden können, sind nur für wenige Meßpunkte erfüllt. Zu den prinzipiellen Einschränkungen, die in der physikalischen Größe der Spannung selbst begründet liegen, kommen praktische, meßtechnische Probleme hinzu. Die galvanische Verbindung zum Meßgerät führt zu Gleichtaktströmen auf dem Meßkabel. Zum einen wird das Meßobjekt belastet, zum anderen wird dem Meßergebnis durch Gleichtakt-Gegentaktkonversion eine Störspannung überlagert. Bei der Untersuchung der niederfrequenten Netzurückwirkungen (Anhang A) sind Spannungsmessungen dagegen weitgehend unkritisch durchführbar.

In der vorliegenden Arbeit wird zur Charakterisierung der leitungsgebundenen Signale bevorzugt der Strom herangezogen. An ausgewählten Meßpunkten erfolgt ergänzend eine Spannungsmessung im Zeitbereich. Dem Oszilloskop ist dann ein Differentialtastkopf vorgeschaltet, der für das Meßobjekt eine weitgehend erdsymmetrische Belastung darstellt. Zur weiteren Verbesserung der Symmetrierung wird die Meßleitung mit EMV-Ferriten versehen.

Die **Strommessung** mit Hilfe eines induktiven Stromwandlers ermöglicht auf einfache Weise eine Separierung von Gleich- und Gegentaktmodus. Dazu werden die Leiter so durch den Wandler geführt, daß sich der Beitrag des jeweils anderen Modus gerade kompensiert (*Bild 2.9*). Zur Aufnahme der Stromspektren werden hier zwei Arten von Stromwandlern genutzt:

- die EMV-Klappstromzange und
- die Rogowski-Spule.

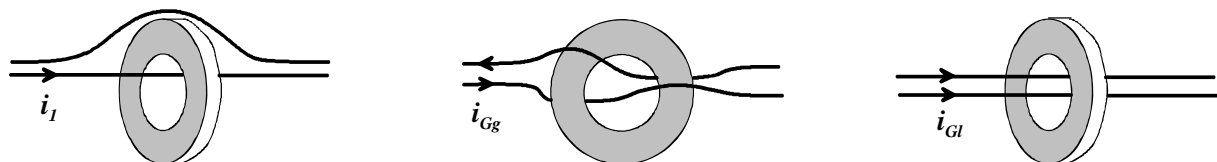


Bild 2.9: Strommessung.

Links: Strom durch Einzelleiter. Mitte: Gegentaktstrom. Rechts: Gleichtaktstrom.

Die **EMV-Klappstromzange** ist als Spule aufgebaut, die auf einen permeablen Ringkern gewickelt ist. Der Kern bewirkt eine enge magnetische Kopplung mit dem Meßobjekt, die der Zange schon bei niedrigen Frequenzen eine hohe Empfindlichkeit verleiht [Mil97]. Die Teilung des Kernes ermöglicht eine einfache Anbringung, ohne daß die Leiter des Prüflings aufgetrennt werden müssen.

Stromzangen, die von ihrer Belastbarkeit für den Einsatz in der Leistungselektronik geeignet sind, besitzen große Abmessungen. Bei der Messung von Gegentaktströmen und, je nach Prüflingsgeometrie, auch bei der Messung von Strömen durch Einzelleiter entstehen durch das Einfügen der Zange Schleifen in den Leitern. Sowohl diese Leiterschleifen als auch der permeable Zangenkern bringen eine zusätzliche Induktivität in das Meßobjekt ein (Bild 2.10). In Leitungen entsteht so eine ausgeprägte Reflexionsstelle. Durch Kernverluste sowie durch die enge Kopplung zwischen dem Meßobjekt und der ohmsch abgeschlossenen Zange werden zudem die Resonanzen des Meßobjektes bedämpft.

Bei der Messung von Gleichtaktströmen sind zum Einfügen der Zange dagegen zumeist keine Geometrieänderungen am Prüfling erforderlich. Die Kopplung mit dem Meßobjekt ist geringer als bei der Messung von Gegentaktströmen, da die Leiter nur einfach durch die Zange geführt sind. Gegenüber den hohen Impedanzen, die in den Ausbreitungspfaden von Gleichtaktströmen vorherrschen, kann die durch die Zange eingebrachte Impedanz vernachlässigt werden.

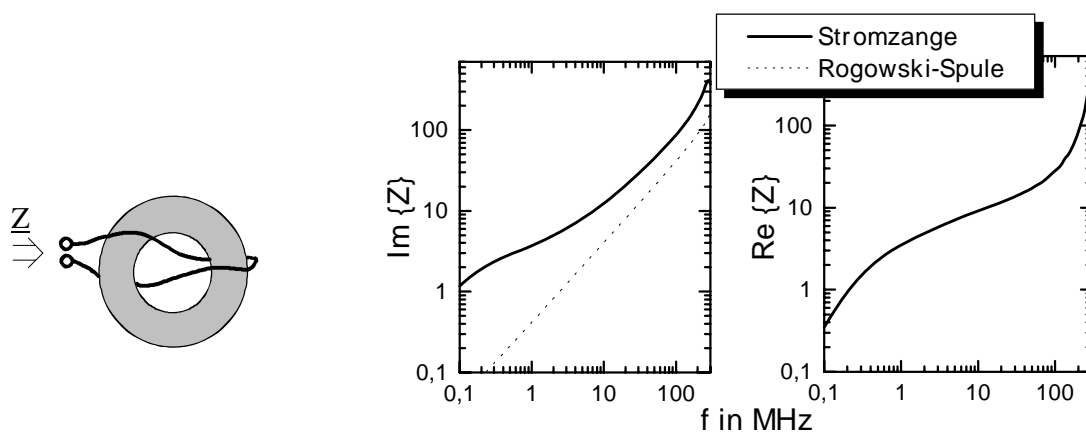


Bild 2.10: Rückwirkung auf den Meßkreis bei der Messung von Gegentaktströmen.

Links: Anordnung zur Nachbildung der Gegentaktstrom-Messung. Der Ausgang des Stromwandlers ist mit 50Ω abgeschlossen.

Rechts: Impedanz (Imaginärteil und Realteil), die in das Meßobjekt durch Einfügen des Stromwandlers eingebracht wird (Bei der Rogowski-Spule ist $\text{Re}\{Z\}$ nahezu Null.).

(Klappstromzange: EMCO 94111-1; Rogowski-Spule: Eigenanfertigung gemäß Bild 2.11; Probeleitung: Kupfer, 4mm^2 Querschnitt).

Neben handelsüblichen Klappstromzangen wird eine selbstgefertigte **Rogowski-Spule** eingesetzt. Sie ist ebenfalls als Ringspule ausgeführt, jedoch ohne permeablen Kern [Phi00]. Ihre Empfindlichkeit ist daher bei tiefen Frequenzen deutlich geringer als die der Stromzange. Bild 2.11 zeigt den Aufbau der Rogowski-Spule. Ein Kupfergehäuse dient der elektrischen Schirmung. Ein am Rand des Deckels umlaufender Schlitz verhindert eine Schwächung des Magnetfeldes durch Wirbelströme. Zur verbesserten Unterdrückung von elektrischen und magnetischen Fremdfeldern ist die Spule mit einer Kreuzwicklung versehen [Pei90]. Die Spule ist durch einen EMV-Ferrit symmetriert. Die obere Grenzfrequenz ist durch die Resonanz von Spule und Zuleitung zur Anschlußbuchse gegeben (bei der verwendeten Rogowski-Spule ca. 600MHz). Auf eine Beschaltung zur Frequenzlinearisierung wird bei Messungen im Frequenzbereich zweckmäßigerweise verzichtet, da der Frequenzgang auf einfache Weise in das Spektrum eingerechnet werden kann. Die Kalibrierung erfolgt am Netzwerkanalysator durch Vergleichsmessungen mit kommerziellen Stromzangen.

Vorteilhaft gegenüber der Klappstromzange sind die schwächeren Rückwirkungen auf das Meßobjekt. Wegen der kompakteren Abmessungen ist bei der Messung von Gegentakt-

strömen eine geringere Aufweitung der Leitung erforderlich. Durch die kleineren Leiterschleifen und durch den fehlenden permeablen Kern entsteht eine geringere zusätzliche Induktivität im Meßobjekt (*Bild 2.11*). Durch die schwache magnetische Kopplung mit dem Meßobjekt und durch den Wegfall von Kernverlusten ist die eingebrachte Impedanz ausschließlich reaktiv; eine Bedämpfung des Meßobjektes tritt bei der Rogowski-Spule nicht auf.

Für die Messung von Gegentaktströmen wird in der vorliegenden Arbeit die Rogowski-Spule genutzt, um die Rückwirkung auf das Meßobjekt gering zu halten. Die Unempfindlichkeit bei tiefen Frequenzen ist hier sogar von Vorteil, da im unteren Frequenzbereich große Pegel auftreten. Die Messung von Gleichtaktströmen erfolgt ebenso wie die Strommessungen an der Kontaktierungsschleife des Funkenspaltes mit Hilfe einer Klappstromzange *EMCO 94111-1*.

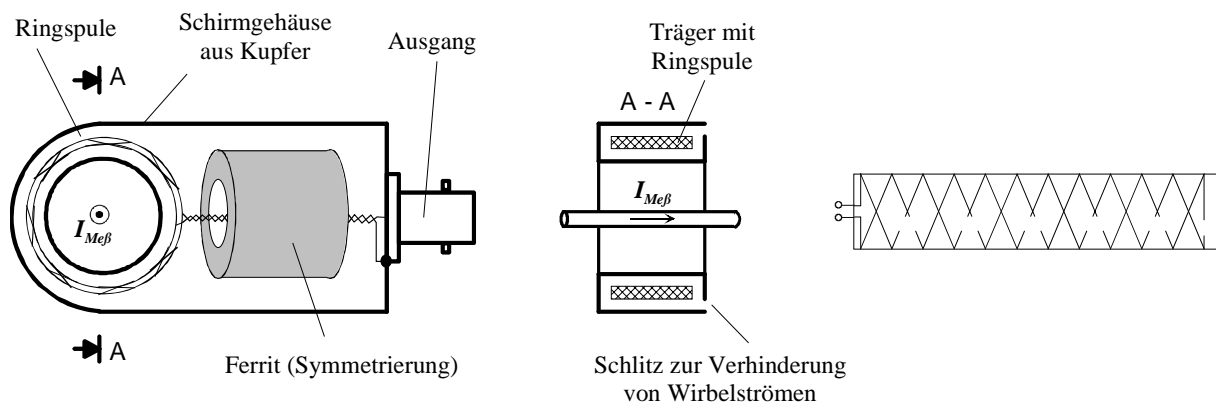


Bild 2.11: Aufbau der Rogowski-Spule (Skizze).

Links: Aufsicht bei abgenommenem Schirmdeckel.

Mitte: Schnitt (Schnittebene A-A, siehe linkes Bild).

Rechts: Wicklungsanordnung der Ringspule zur Kompensation von Fremdfeldeinflüssen (Darstellung im abgerollten Zustand).

Zur **Schaltungssimulation** wird das Programmsystem *PSpice* genutzt. Eine Ausnahme bilden die aktiven Oberschwingungsfilter (Anhang A): Hier wird das Simulationsprogramm *Idas* verwendet, das speziell auf Anwendungen in der Leistungselektronik optimiert ist und bei Schaltvorgängen eine sehr robuste numerische Konvergenz aufweist.

2.3 Elektromagnetische Felder

2.3.1 Feldzonen

Die Feldcharakteristik eines Strahlers ist in grundlegender Weise vom Meßabstand abhängig. Im **Fernbereich** stehen magnetische Feldkomponente \underline{H} und elektrische Feldkomponente \underline{E} senkrecht zueinander sowie senkrecht zur gemeinsamen Ausbreitungsrichtung. Sie sind über den Fernfeld-Wellenwiderstand

$$\eta_0 = \frac{E}{H} = 120\pi\Omega \cong 377\Omega \quad (2.18)$$

direkt miteinander verknüpft. \underline{E} und \underline{H} sind im Fernfeld phasengleich, der Wellenwiderstand ist somit reell. Elektrische und magnetische Feldstärke nehmen proportional mit dem Kehrwert des Abstandes r ab. Im durch Reflexionen ungestörten Fernfeld ist daher eine Abstandsumrechnung gemäß

$$\frac{|\underline{E}_1|}{|\underline{E}_2|} = \frac{r_2}{r_1} \quad \text{und} \quad \frac{|\underline{H}_1|}{|\underline{H}_2|} = \frac{r_2}{r_1} \quad (2.19)$$

möglich.

Im **Übergangs- und Nahbereich** wird der Wellenwiderstand abhängig von der Geometrie des Strahlers, vom Ort des Aufpunktes und von der Frequenz. \underline{E} und \underline{H} sind im Allgemeinfall nicht phasengleich, der Wellenwiderstand ist komplex. Im Nahbereich überwiegt bei den meisten praktischen Störquellen der reaktive Anteil des Feldes gegenüber dem abgestrahlten Anteil (Wirkanteil). Eine Feldstärke-Umrechnung zwischen verschiedenen Aufpunkt-abständen erfordert Kenntnisse über den Strahler.

Die **Grenze zwischen Übergangsbereich und Fernbereich** ist sowohl von der Signalwellenlänge λ als auch vom Strahler abhängig. Gemäß [Pau06] können in der Praxis Fernfeldbedingungen angenommen werden, wenn die beiden Forderungen

$$r \geq 3\lambda \quad \text{und:} \quad r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.20)$$

gleichzeitig erfüllt sind. Darin ist D die Abmessung des Strahlers in der Richtung seiner größten Ausdehnung (bei Schlitzstrahlern die Diagonale). Bei der Feldstärkemessung durch eine Antenne ist für D die Summe von Strahler- und Antennen-Ausdehnung einzusetzen.

2.3.2 Feldstärkemessung und Feldsimulation

Im Frequenzbereich unterhalb von 30MHz wird bei Emissionsmessungen bevorzugt die **magnetische Feldstärke** herangezogen [z.B. EN55011]. Die meisten Störquellen sind bei tiefen Frequenzen überwiegend magnetische Feldquellen, d.h. ihr Nahfeld-Wellenwiderstand liegt bei tiefen Frequenzen unterhalb des Fernfeld-Wellenwiderstandes.

Hier wird für das magnetische Feld im Frequenzbereich 9kHz...30MHz eine passive Rahmenantenne *EMCO 6512* genutzt. Die Rahmenantenne wirkt als Leiterschleife, deren Umfang klein gegen die Wellenlänge ist. Gegen das elektrische Feld ist der Leiter koaxial geschirmt. Um zu verhindern, daß die Schirmung eine Kurzschlußwicklung bildet und das magnetische Feld schwächt, ist sie an einer Stelle unterbrochen.

Im Frequenzbereich oberhalb von 30MHz wird die **elektrische Feldstärke** gemessen. Bei den in der zivilen Normung gebräuchlichen Meßabständen von 10m oder 30m liegen bereits

Übergangs- oder Fernfeldbedingungen vor, so daß elektrische und magnetische Feldstärke weitgehend ineinander überführt werden können.

Als Referenz beziehen sich die EMV-Normen auf Halbwellendipole, die für jede Meßfrequenz einzeln abzustimmen sind. In der EMV-Meßpraxis werden jedoch aus Effizienzgründen Antennen eingesetzt, die hinsichtlich ihrer Strahlungscharakteristik und Fußpunktimpedanz breitbandig sind [Mor94, Pau06]:

Der Frequenzbereich von 30MHz bis 200MHz wird zumeist durch eine bikonische Antenne abgedeckt. Es läßt sich zeigen, daß sich mit einem Dipol aus unendlich ausgedehnten Kegeln ideale Breitbandeigenschaften erzielen ließen [Pau06]. Bei der bikonischen Antenne dienen konische Stabreusen oder ebene Dreieckstrukturen als Nachbildung (*Bild 2.12*).

Im Frequenzbereich von 200MHz bis 1GHz wird üblicherweise eine logarithmisch-periodische Antenne eingesetzt. Breitbandeigenschaften werden durch eine periodische Wiederholung der Dipolstruktur erzielt, wobei Länge und Abstand logarithmisch gestuft sind (*Bild 2.12*). Wirksam sind die Dipolelemente, die sich bei der jeweiligen Meßfrequenz in der Nähe der $\lambda/2$ -Resonanz befinden.

Hier wird für das elektrische Feld im Frequenzbereich 30MHz...1GHz eine Bilogarithmische Antenne *CHASE BiLog CBL61111B* verwendet. Sie ist eine Kombination von bikonischer Antenne und logarithmisch-periodischer Antenne.

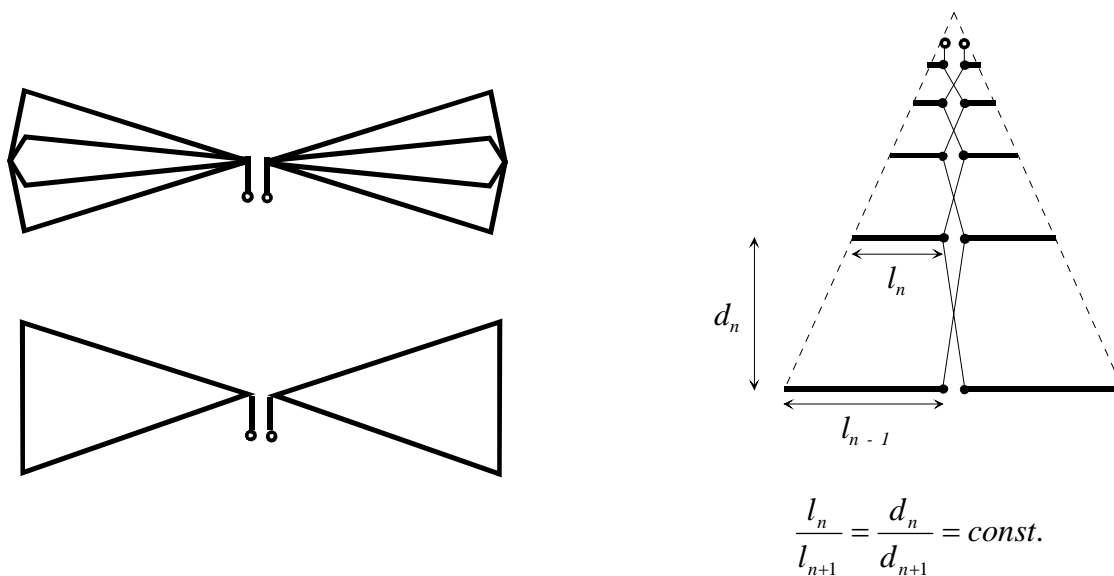


Bild 2.12: Breitband-Antennen für die elektrische Feldstärke.

Links: Ausführungsformen für bikonische Antennen.

Rechts: logarithmisch-periodische Antenne.

Quantitativ auswertbare Feldstärkemessungen bedürfen in besonderem Maße der Schaffung definierter **Umgebungsbedingungen**. Die Meßergebnisse werden beeinflusst durch:

- Reflexionen und Raumresonanzen;
- elektrische oder magnetische Koppelung der Antenne mit Gegenständen in der Umgebung;
- Sekundärstrahlung durch resonante Fremdobjekte;
- Fremdstörer (z.B. Rundfunksender, Funkdienste).

Die Emissionsgrenzwerte der EMV-Normung [EN55011] beziehen sich auf einen Freifeldmeßplatz mit leitender Grundfläche, als Ersatz werden zumeist Absorberhallen mit leitendem

Boden genutzt. Alternativ ist für Geräte, die an einem reinen Industrienetz betrieben werden, eine Einzelfallmessung am Aufstellungsort vorgesehen; die Ergebnisse sind dann nicht auf andere Aufstellungsorte übertragbar. Auch für wissenschaftliche Zwecke sind Meßergebnisse, die am Anlagen-Aufstellungsort gewonnen sind, nur eingeschränkt auswertbar. Es lassen sich Aussagen über grobe Charakteristik und Größenordnung des Feldes gewinnen, und es können vergleichende Meßreihen durchgeführt werden.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit ist die Installation einer Funkerosionsanlage in einer Absorberhalle aus Aufwandsgründen nicht möglich. Hier wird in starkem Maße auf die Feldsimulation zurückgegriffen. Ergänzend werden Beispielmessungen am Anlagen-Aufstellungsort vorgenommen. Zur **numerischen Feldberechnung** wird das Programmsystem CONCEPT [GS91] genutzt, das auf der Momentenmethode [Bal97] beruht. Die Momentenmethode erfordert im Gegensatz zu den Verfahren der finiten Elemente oder der finiten Differenzen eine Diskretisierung lediglich der Struktur, nicht jedoch des freien Raumes. Sie ermöglicht daher eine effiziente Berechnung auch des Fernfeldes.

3 Bauelemente und Verdrahtungsstrukturen

3.1 Passive Bauelemente

Für viele Phänomene auf dem Gebiet der EMV sind die parasitären Eigenschaften der Bauelemente von entscheidender Bedeutung. Bei linearen Bauelementen, deren Abmessungen klein gegen die Wellenlänge sind (keine Laufzeiteffekte, Minimalphasensystem), lassen sich **RLC-Ersatzschaltbilder** einsetzen. Sie verdeutlichen auf anschauliche Weise die Wechselwirkungen mit der übrigen Schaltungsstruktur (z.B. Bildung oder Beeinflussung von Resonanzen) und ermöglichen darüberhinaus die Durchführung von Schaltungssimulationen. Widerstände und Kondensatoren verhalten sich in der Praxis sehr weitgehend linear. Für Transformatoren und Drosseln ist eine lineare Beschreibung als Näherung zulässig, sofern sie unterhalb ihres Sättigungsstromes betrieben werden. Mögliche Gegentakt-Ersatzschaltbilder für Widerstände, Kondensatoren und Drosseln sind in *Bild 3.1* zusammengestellt.

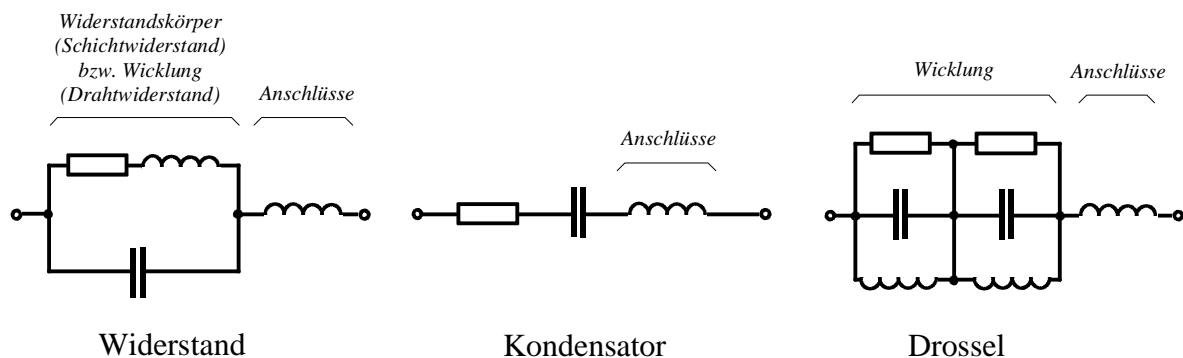


Bild 3.1: Mögliche Gegentakt-Ersatzschaltbilder für passive Bauelemente.

Ausladende Bauelemente wie Drosseln, Transformatoren, Elektrolytkondensatoren oder Hochleistungswiderstände weisen zumeist ausgeprägte Kapazitäten zum Gehäuse oder Chassis auf. Gleiches gilt für Bauelemente, die auf Kühlkörpern montiert sind. Sollen **Gleichtaktsignale** berücksichtigt werden, sind diese Kapazitäten in das Ersatzschaltbild einzubeziehen.

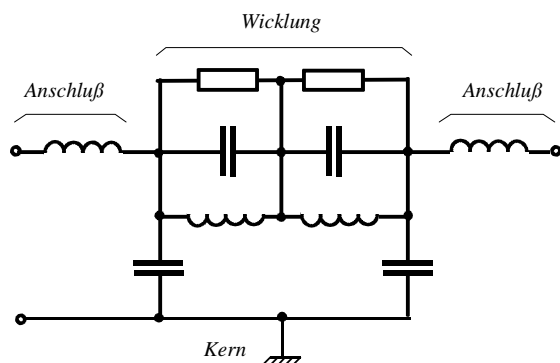


Bild 3.2: Erweiterung des Ersatzschaltbildes für eine Drossel um parasitäre Kapazitäten zum Gegentakt-Gleichtakt-Ersatzschaltbild.

Drosseln, Transformatoren und Drahtwiderstände besitzen eine ausgeprägte **Eigeninduktivität**, die sich als Kenngröße des Bauteiles selbst spezifizieren läßt. Vergleichsweise ist die Gegeninduktivität zur restlichen Schaltungsstruktur klein.

Bei induktivitätsarmen Bauelementen, wie Kondensatoren oder Schichtwiderständen, dagegen ist die Induktivität nicht als Bauteilkenngröße aufzufassen. Sie ist in starkem Maße von den Gegeninduktivitäten zur restlichen Struktur abhängig und muß als partielle Induktivität innerhalb des Stromkreises verstanden werden. Die Messung der Impedanz

erfordert eine Kontaktierung über einen geschlossenen Pfad. Die partielle Induktivität, die das Bauelement in den Meßstromkreis einbringt, ist vom Meßaufbau abhängig. Zudem ist sie auf direktem Wege nicht von den partiellen Induktivitäten des restlichen Meßstromkreises extrahierbar. Bei der Interpretation der Meßergebnisse muß daher die Realisierung der Kontaktierung berücksichtigt werden. Dies gilt insbesondere bei Bauelementen mit weit auseinanderliegenden Anschlüssen (z. B. Kondensator in axialer Bauform).

Die **Parametrierung** der Ersatzschaltbilder kann an Hand von gemessenen Impedanzverläufen erfolgen (*Bild 3.3*). Hier wird ein Rechnerprogramm genutzt, das eine effiziente Parametrierung von vorgegebenen Ersatzschaltbildern auch höherer Ordnung erlaubt [GW98]. Basierend auf der Ausgleichsrechnung wird der Fehler zwischen gemessenem und berechnetem Impedanzfrequenzgang iterativ verringert. Die resultierenden Modelle sind für Simulationen im Zeit- und Frequenzbereich geeignet.¹

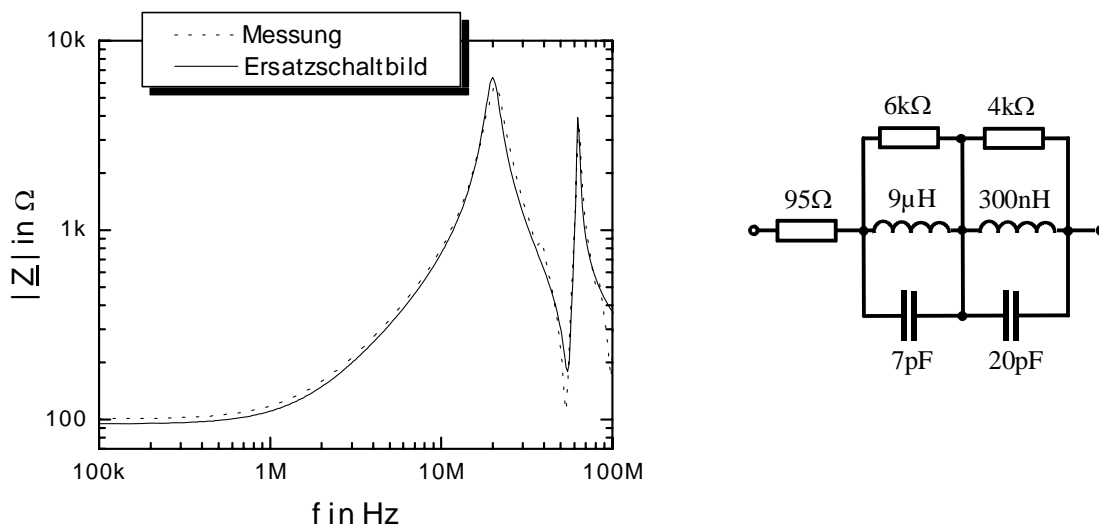


Bild 3.3: Impedanz eines Drahtwiderstandes (100Ω; 100W) und Approximation durch Gegentakt-Ersatzschaltbild.

¹ Alternative Wege zur Nachbildung passiver Bauelemente oder Bauelementgruppen basieren zumeist auf der Approximation der gemessenen Frequenzbereichsantwort durch gebrochene rationale Funktionen. Hier seien zwei Beispiele herausgegriffen: In [Ant03] werden die Pole und Nullstellen der Funktion in Ersatzschaltbildern (RLC und gesteuerte Quellen) synthetisiert. Dagegen werden in [SS06] die rationalen Funktionen als „Black Box“ direkt in die Simulation eingebunden. Beide Verfahren zielen auf eine Simulation im Frequenzbereich.

3.2 Halbleiterbauelemente

3.2.1 Transistor

In Funkenerosionsgeneratoren werden sowohl IGBTs als auch MOSFETs eingesetzt. Wo es auf geringe Verluste trotz hohen Durchlaßstromes ankommt, werden IGBTs verwendet (z.B. Gleichspannungssteller). Stehen aufgrund von hohen Schaltfrequenzen die Schaltverluste im Vordergrund oder sollen hohe Schaltgeschwindigkeiten erzielt werden, so werden MOSFETs bevorzugt (z.B. Hochstrom-Nadelimpulsgenerator).

Die Anstiegsgeschwindigkeit eines Signales hat entscheidenden Einfluß auf dessen Spektrum im oberen Frequenzbereich (Abs. 2.1). Die maximal erzielbare **Schaltgeschwindigkeit** ist eine Kenngröße des Transistors. Sie wird jedoch bei der Ansteuerung oftmals nicht ausgeschöpft, um unzulässig hohe induktive Überspannungen bei der Kommutierung zu vermeiden. Prinzipiell sind IGBT und MOSFET im Hinblick auf die EMV gleichwertig, wenn durch entsprechende Ansteuerung dieselbe Schaltgeschwindigkeit eingestellt wird.

EMV-Simulationen, die auch hochfrequente Phänomene erfassen sollen, erfordern **Modelle**, die die dynamischen Eigenschaften des Transistors sehr weitgehend nachbilden. Eine zentrale Anforderung ist die korrekte Wiedergabe der Anstiegsgeschwindigkeiten von Strom und Spannung. Den nichtlinearen Sperrschichtkapazitäten kommt Bedeutung zu, da sie gemeinsam mit den Verdrahtungsinduktivitäten Resonanzkreise bilden. Zudem beeinträchtigt die parasitäre Kapazität zwischen Drain und Gate das Schaltverhalten, indem sie als Gegenkopplung wirkt (Miller-Effekt). Durchlaß- und Sperrwiderstand des Transistors tragen zur Dämpfung parasitärer Resonanzen bei. Sollen Gleichtaktsignale in die Simulation einbezogen werden, so ist die Kapazität zwischen Transistor und Kühlkörper im Modell zu berücksichtigen.

Für Simulationen zur Voraussage von Verlustleistung oder Überspannungen muß das dynamische Verhalten des Transistors ebenfalls sehr genau wiedergegeben werden. Oftmals stehen daher durch die Schaltungssimulatoren [MA93] oder durch die Bauelemente-Hersteller Transistormodelle bereit, die auch für EMV-Simulationen geeignet sind.

In der vorliegenden Arbeit wird für das vom Hersteller *International Rectifier* zur Verfügung gestellte PSpice-Modell für den MOSFET *IRFP460* genutzt (Abs. 4.1). Wo Gleichtaktsignale zu berücksichtigen sind, wird das Modell um die parasitäre Kapazität zwischen Drain und Kühlkörper ergänzt. Für die Simulation nieder- und mittelfrequenter Netzurückwirkungen (Anhang A) kann dagegen auf eine detaillierte Beschreibung des Transistors verzichtet werden. Hier werden die Transistoren durch ideale Schalter nachgebildet.

3.2.2 Diode

Das dynamische Verhalten der Dioden beeinflusst wesentlich die EMV leistungselektronischer Schaltungen [z.B. Gue98]. Insbesondere die Sperrverzögerung der Diode kann eine erhebliche Störaussendung hervorrufen. Für die Bildung parasitärer Resonanzen bei gesperrter Diode ist die Sperrschichtkapazität relevant; der in Reihe dazu wirksame Bahnwiderstand liefert einen Beitrag zur Resonanzdämpfung.

Die Steilheit der Schaltflanken ist dagegen weitgehend unabhängig vom Diodentyp; sie ist in der Regel durch die Transistoren und ihre Ansteuerung sowie durch die parasitären Verdrahtungsinduktivitäten vorgegeben. Die Durchlaßverzögerung der Diode ist weniger ausgeprägt als die Sperrverzögerung und ist für die EMV von untergeordneter Bedeutung.

a) Rückstromspitze

Bei Betrieb der Diode in Durchlaßrichtung besteht eine hohe Ladungsträgerdichte in der Driftregion. Beim **Sperrvorgang** baut sich diese Diffusionsladung ab. Der Abbau erfolgt zum einen durch den Diffusionsstrom, zum anderen durch Rekombination. Solange noch Überschuß-Ladungsträger an den Rändern der Drift-Region vorhanden sind, bleibt die Spannung über der Diode positiv, und die fallende Stromflanke setzt sich mit derselben Steigung in den negativen Strombereich fort. Erst nach Abbau der Überschuß-Ladungsträger beginnt die Diode zu sperren [MUR95, Kre98].

Im Datenblatt **spezifizierte Parameter** sind zumeist die Sperrverzugsladung Q_{rr} sowie die Zeitparameter der Rückstromspitze für vorgegebene Betriebsbedingungen (*Bild 3.4*). Neben einer kurzen Sperr-Erholzeit wird zur Reduzierung der Bauteilbelastung durch Induktionsüberspannungen und zur Verringerung der Störaussendung zumeist ein weicher Übergang in den Sperrzustand angestrebt ('soft recovery'). Zum schnellen Abbau der Sperrverzugsladung wird die Ladungsträgerlebensdauer durch Schaffung von Rekombinationszentren (Gold- oder Platindotierung) reduziert.

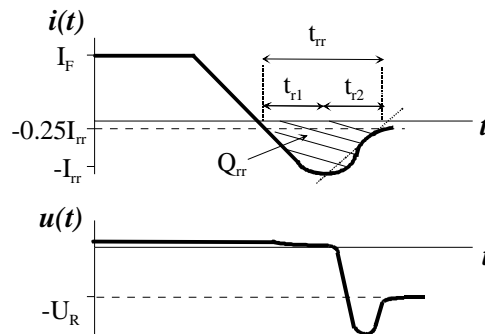


Bild 3.4: Sperrvorgang einer Diode und Parameter zur Charakterisierung der Rückstromspitze.

Strom- und Spannungsverläufe für verschiedene **Betriebsbedingungen** sind in *Bild 3.5* gezeigt. Als Meßobjekt dient hier ein Tiefsetzsteller. Die Amplitude des Diodenrückstromes nimmt mit der Höhe des Vorwärtsstromes und mit der Schaltgeschwindigkeit zu. Unter Vernachlässigung der durch Rekombination abgebauten Ladungsträger können maximaler Rückstrom I_{rr} und Sperrverzugszeit t_{rr} durch die Beziehungen

$$I_{rr} < \sqrt{2\tau I_f \frac{di_r}{dt}} \quad \text{und} \quad t_{rr} < \sqrt{\frac{2\tau I_f}{di_r / dt}} \quad (3.1)$$

abgeschätzt werden [MUR95]. τ ist die mittlere Ladungsträger-Lebensdauer, i_r der Rückstrom durch die Diode.

Von der anliegenden Rückwärtsspannung ist die Rückstromspitze weitgehend unabhängig, sofern die Schaltgeschwindigkeit durch Anpassung der Transistoransteuerung beibehalten wird. Ebenfalls bei Gewährleistung gleicher Schaltgeschwindigkeit beeinflussen auch die Verdrahtungsinduktivitäten den Stromverlauf kaum. Die Verdrahtungsinduktivitäten sind jedoch maßgebend für die entstehende Überspannung.

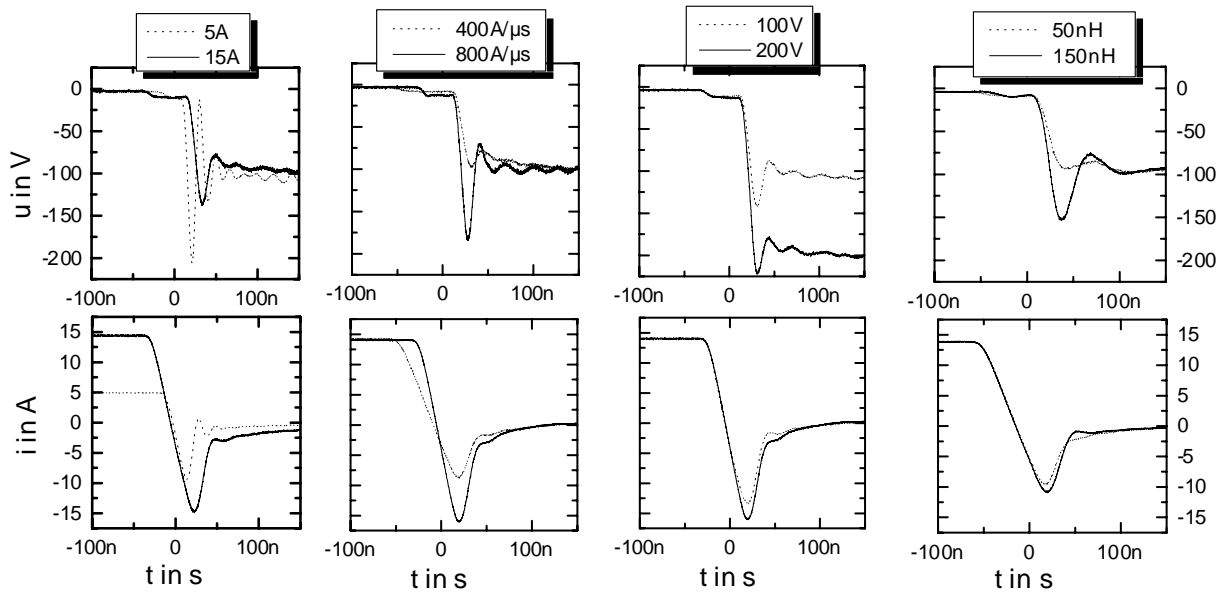


Bild 3.5: Parameterabhängigkeit der Rückstromspitze am Beispiel der Diode DSEI 30-06A, gemessen an einem Tiefsetzsteller. Dargestellt sind die Spannung über der Diode (jeweils obere Diagramme) und der Strom durch die Diode (untere Diagramme).

Links: Variation des Vorwärtsstromes I_f .

Mitte links: Variation der Transistor-Schaltgeschwindigkeit di_r/dt .

Mitte rechts: Variation der Rückwärtsspannung U_r (jeweils gleiche Schaltgeschwindigkeit)

Rechts: Variation der Verdrahtungsinduktivität (jeweils gleiche Schaltgeschwindigkeit; Induktivitätsangaben beziehen sich auf Masche Zwischenkreis - Transistor - Diode).

b) Kapazität und Bahnwiderstand in Sperrichtung

Die Sperrschichtkapazität der Diode (Größenordnung: einige nF bis einige 10nF) bildet in Zusammenwirkung mit den parasitären Induktivitäten der Verdrahtung einen Resonanzkreis, der bei jedem Sperrvorgang zum Schwingen angeregt wird. Zur Dämpfung der Resonanz trägt der Bahnwiderstand der gesperrten Diode wesentlich bei (Größenordnung: einige Ω).

Sperrschichtkapazität und Bahnwiderstand sind nichtlinear: Mit steigender Rückwärtsspannung verbreitert sich die Sperrschicht und die Bahn verkürzt sich, so daß Sperrschichtkapazität und Bahnwiderstand abnehmen.

Bei einer **Modellbeschreibung** ist zu berücksichtigen, daß während des Sperrvorgangs Laufzeiteffekte auftreten und daß der Abbau der Diffusionsladung teilweise dissipativ erfolgt. Ein quasistationäres Modell 1. Ordnung, das nur die statische U/I-Kennlinie und die nichtlineare Sperrschichtkapazität berücksichtigt [z. B. Klo97], ist strukturell nicht zur Nachbildung der Rückstromspitze geeignet und kann in der Leistungselektronik dementsprechend nur mit Einschränkungen genutzt werden.

In den Spice-basierten Schaltungssimulatoren, so auch im hier genutzten PSpice, wird ein quasistationäres **Ladungssteuerungsmodell** genutzt [MA93]. Die Ladung wird als in einem Punkt konzentriert angenommen, eine Beschreibung des Diffusionsprozesses erfolgt nicht. Nach Abbau der Diffusionsladung geht das Modell abrupt in den Sperrzustand über. Wegen seiner grob falschen Wiedergabe der Rückspitze und seiner ausgeprägten Neigung zur numerischen Instabilität ist dieses Modell für die Leistungselektronik unbrauchbar.

Modelle mit Laufzeitgliedern erfordern bei der Simulation kleine Iterationszeitschritte. **Quasistationäre Modelle** höherer Ordnung dagegen ermöglichen auch bei umfangreichen Schaltungen eine effiziente und gleichzeitig realistische Simulation. Als Beispiele seien [SN97] und [BS97] herausgegriffen. In [SN97] wird die irrationale Funktion, die den Zusammenhang von Diodenstrom und Ladungsträgerverteilung beschreibt, mittels Padé-Aproximation in eine rationale Näherungsfunktion überführt. Zur Einbindung in den Schaltungssimulator wird das Ergebnis in ein elektrisches Ersatzschaltbild umgesetzt; die Beschreibung der Diffusion erfolgt durch einen RC-Kettenleiter. [BS97] gelangt durch das Verfahren der Asymptotic Waveform Evaluation zu einer Lösung der Kontinuitätsgleichung. Zur Ordnungsreduzierung wird wieder die Padé-Aproximation genutzt.

Hier wird ein Modell nach [LC91] eingesetzt, das eine effiziente Simulation ermöglicht und einfach zu parametrieren ist. Im Gegensatz zu den obengenannten Modellen basiert es auf einem von vorneherein quasistationären Ansatz: Die Diode wird in 4 Ladungszonen unterteilt. Innerhalb jeder Zone werden die Ladungen als in einem Punkt konzentriert angenommen, so daß sich 4 Ladungsknoten ergeben. Die vereinfachende Annahme einer symmetrischen Ladungsverteilung führt zu dem Gleichungssatz

$$i_D(t) = \frac{q_E - q_M}{T_M} ; \quad (3.2a)$$

$$q_E = T_M \frac{dq_M}{dt} + \left(\frac{T_M}{\tau} + 1 \right) q_M ; \quad (3.2b)$$

$$q_E = I_S \tau \left[\exp \left(\frac{u_D}{nU_T} \right) - 1 \right] . \quad (3.2c)$$

Darin ist i_D der Strom durch die Diode und u_D die Spannung über der Diode. Die Ladungen q_E und q_M sind interne Größen des Gleichungssystems. I_S ist der Sperrstrom, U_T die Temperaturspannung und n der Emissionskoeffizient. Ist die statische Kennlinie bekannt, die sich aus Gl. 3.2 zu

$$i_D = \frac{I_S}{1 + \frac{T_M}{\tau}} \left[\exp \left(\frac{u_D}{nU_T} \right) - 1 \right] \quad (3.3)$$

ergibt, so bleiben als Parameter für die Modellparametrierung lediglich die Diffusionstransitzeit T_M und die Ladungsträgerlebensdauer τ .

Nach [LC91] ist die Verwendbarkeit auf Schaltungssimulatoren beschränkt, die eine Einbindung mathematischer Gleichungen erlauben. Um eine Anwendung des Modelles unter PSpice zu ermöglichen, wird hier diese Einschränkung umgangen, indem Gl. 3.2 in ein äquivalentes elektrisches Ersatzschaltbild überführt wird (*Bild 3.6*).

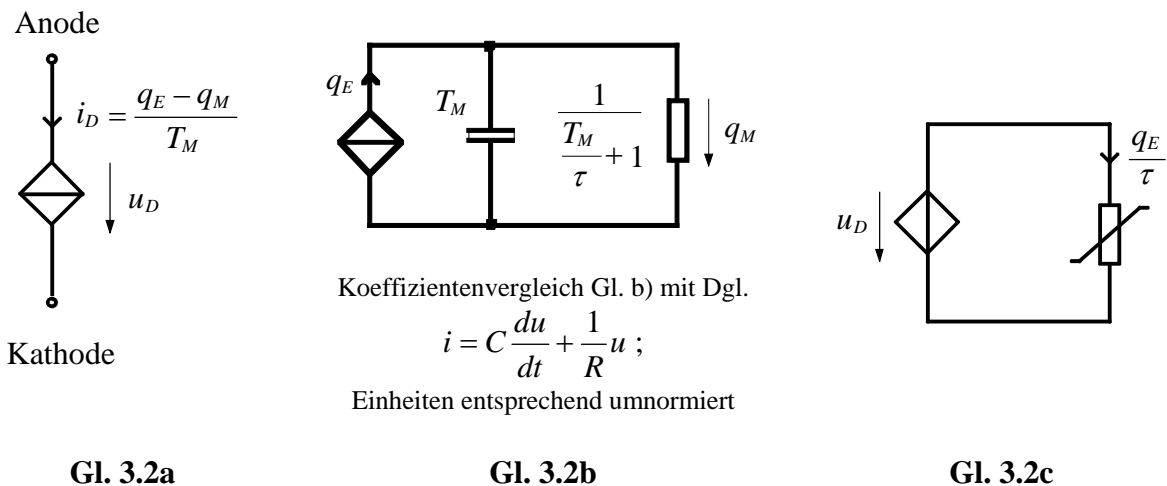


Bild 3.6: Umsetzung des Diodenmodells nach [LC91] im Schaltungssimulator.

Die Sperrschichtkapazität und der Bahnwiderstand in Sperrichtung sind im Modell nach [LC91] nicht enthalten. Sie werden ebenso wie die Anschlußinduktivität durch externe Elemente wiedergegeben (Bild 3.7). Die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität wird berücksichtigt. Die Spannungsabhängigkeit des Bahnwiderstandes ist weniger ausgeprägt, so daß der Bahnwiderstand hier als konstant angenommen werden kann. Wo Gleichtaktsignale in die Simulation einbezogen werden, wird das Modell um die Kapazität zwischen Kathode und Kühlkörper erweitert.

Eine Einbeziehung der Durchlaßverzögerung in das Modell ist möglich [CL93], jedoch für EMV-Simulationen verzichtbar.

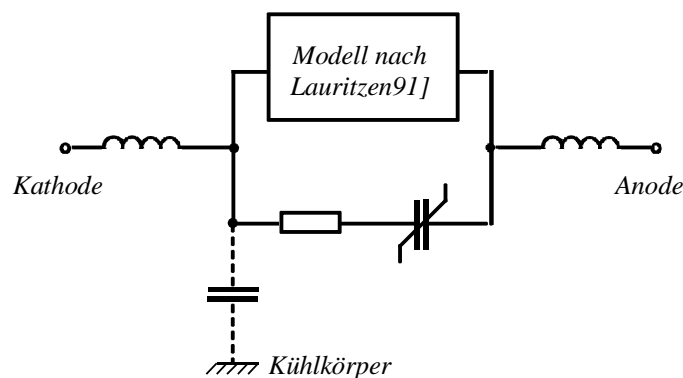


Bild 3.7: Ergänzung des Diodenmodelles nach [LC91] durch Sperrschichtkapazität, Bahnwiderstand, Anschlußinduktivitäten und Kathode-Kühlkörper-Kapazität (gestrichelt).

Die **Parametrierung** von Transitzeit und Ladungsträgerlebensdauer erfolgt an Hand von dynamischen Messungen der Rückstromspitze. Als Meßschaltung dient ein Tiefsetzsteller. Die Sperrschichtkapazität und der Bahnwiderstand in Sperrichtung werden durch Kleinsignal-Impedanzmessungen bei Beaufschlagung mit verschiedenen Gleichspannungswerten ermittelt.

In Tab. 3.1 sind für ein Modell gemäß Bild 3.7 und für das PSpice-Diodenmodell nach dem Ladungssteuerungsprinzip Simulationsergebnisse mit Meßergebnissen gegenübergestellt. Als Beispielschaltung dient ein Tiefsetzsteller. Das Ladungssteuerungsmodell von PSpice gibt den Sperrvorgang grob falsch wieder. Die Nachbildung durch das Modell nach [LC91] dürfte dagegen für die meisten EMV-Untersuchungen ausreichen.

	Strom durch die Diode	Spannung über der Diode
Messung		
Simulation, Modell nach [LC91]		
Simulation PSpice-Modell (abweichende Skalierung!)		

Tab. 3.1: Sperrvorgang einer Diode MUR1560. Gegenüberstellung des Diodenmodelles nach [LC91] und des PSpice-Diodenmodelles mit Meßergebnissen (Beispielanordnung: Tiefsetzsteller, Dokumentation siehe [Röh98]).

3.3 Verdrahtungsstrukturen

3.3.1 Leitungen

Für Leiteranordnungen, auf die die Leitungstheorie angewendet werden kann, existiert eine geschlossene formale Beschreibung, die sich in effiziente und leicht parametrierbare Simulationsmodelle umsetzen läßt. Die klassische Leitungstheorie basiert auf der Annahme, daß sich die Signale auf der Leitung als transversale elektromagnetische Wellen (TEM-Wellen) ausbreiten. Dies ist gegeben, wenn folgende **Bedingungen** erfüllt sind:

- Die Querschnittsabmessungen der Leitung sind klein gegen die Signalwellenlänge.
- Die Querschnittsabmessungen sind über die Länge der Leitung konstant.
- Die Länge der Leitung ist groß gegenüber den Querschnittsabmessungen, so daß Randeffekte vernachlässigt werden können.
- Das Dielektrikum ist homogen über den Querschnitt und über die Länge der Leitung. Magnetisches und elektrisches Feld im Leiterinneren werden vernachlässigt.

Hier sei der für die Leistungselektronik wichtigste Fall der Doppelleitung herausgegriffen, so daß nur ein Ausbreitungsmodus zu berücksichtigen ist. Bei Mehrfachleitungen kommen entsprechende Beziehungen für die weiteren Ausbreitungsmodi hinzu [Pau94].

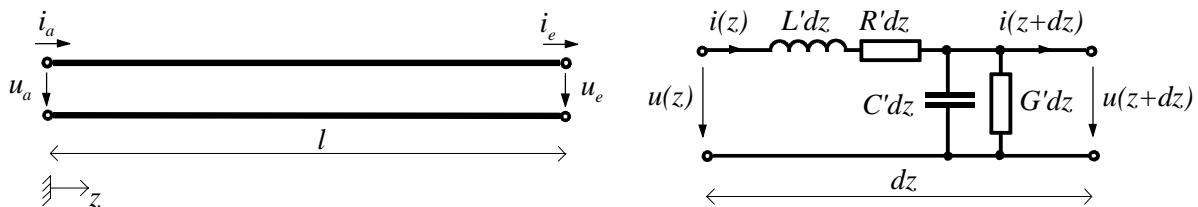


Bild 3.8: Doppelleitung und Ersatzschaltbild für infinitesimal kurzes Leitungssegment dz .

Die Signalausbreitung auf einer Doppelleitung (Bild 3.8) wird in der Leitungstheorie beschrieben durch die **Differentialgleichungen**

$$\frac{\partial u}{\partial z} = -R'i - L' \frac{\partial i}{\partial t} ; \quad \frac{\partial i}{\partial z} = -G'u - C' \frac{\partial u}{\partial t} . \quad (3.4)$$

L' ist der Induktivitätsbelag, C' der Kapazitätsbelag, R' der Widerstandsbelag und G' der Leitwertbelag der Leitung.

Bezogen auf Strom \underline{I}_a und Spannung \underline{U}_a am Leitungsanfang ergibt sich im **Frequenzbereich** die Lösung [Ung91]

$$\begin{aligned} \underline{U}(z) &= \frac{1}{2}(\underline{U}_a + \underline{Z}_w \underline{I}_a) \cdot e^{-\gamma z} + \frac{1}{2}(\underline{U}_a - \underline{Z}_w \underline{I}_a) \cdot e^{\gamma z} \\ \underline{I}(z) &= \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}_w} + \underline{I}_a \right) \cdot e^{-\gamma z} - \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}_w} - \underline{I}_a \right) \cdot e^{\gamma z} . \end{aligned} \quad (3.5)$$

Bezogen auf Strom \underline{I}_e und Spannung \underline{U}_e am Leitungsende erhält man

$$\begin{aligned} \underline{U}(z) &= \frac{1}{2}(\underline{U}_e + \underline{Z}_w \underline{I}_e) \cdot e^{\gamma(l-z)} + \frac{1}{2}(\underline{U}_e - \underline{Z}_w \underline{I}_e) \cdot e^{-\gamma(l-z)} \\ \underline{I}(z) &= \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_e}{\underline{Z}_w} + \underline{I}_e \right) \cdot e^{\gamma(l-z)} - \frac{1}{2} \left(\frac{\underline{U}_e}{\underline{Z}_w} - \underline{I}_e \right) \cdot e^{-\gamma(l-z)} . \end{aligned} \quad (3.6)$$

Darin ist γ die Ausbreitungskonstante, die sich aus Dämpfungskonstante α und Phasenkonstante β zusammensetzt:

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta \quad (3.7)$$

Z_W ist der Wellenwiderstand:

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.8)$$

Auf einer verlustlosen Leitung mit homogenem Dielektrikum breiten sich die hinlaufende Strom- und Spannungswelle i_h und u_h sowie die rücklaufende Welle i_r und u_r jeweils unverzerrt mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit v aus. Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich im **Zeitbereich** die Lösung:

$$u = u_h(z - vt) + u_r(z + vt) ; \quad i = i_h(z - vt) + i_r(z + vt) \quad (3.9)$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist abhängig von den Leitungsbelägen bzw. von der Dielektrizitätskonstante ϵ und der Permeabilitätskonstante μ im Feldraum:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{c_v}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (3.9)$$

Für c_v ist die Vakuumlichtgeschwindigkeit einzusetzen, μ_r kann zu Eins angenommen werden (nichtpermeables Dielektrikum, Vernachlässigung des Magnetfeldes im Leiterinneren).

Modelle für die Schaltungssimulation, die die Retardierung berücksichtigen, lassen sich mit Hilfe gesteuerter Strom- oder Spannungsquellen aufbauen. *Bild 3.9* zeigt ein Modell für eine verlustfreie Leitung [Hil81], wie es sinngemäß auch im hier genutzten Simulationssystem PSpice eingesetzt wird. Sollen die Leitungsverluste berücksichtigt werden, so wird vom Schaltungssimulator die Impulsantwort unter Berücksichtigung der Dispersion berechnet; die Wellenausbreitung wird dann durch Faltung mit der Impulsantwort beschrieben. Für EMV-Simulationen sind die Leitungsverluste in erster Linie im Hinblick auf die Resonanzdämpfung relevant. Für schwach verlustbehaftete Leitungen genügt es hier, die Leitungsverluste durch konzentrierte Elemente an den Leitungsenden zu berücksichtigen (*Bild 3.10*).

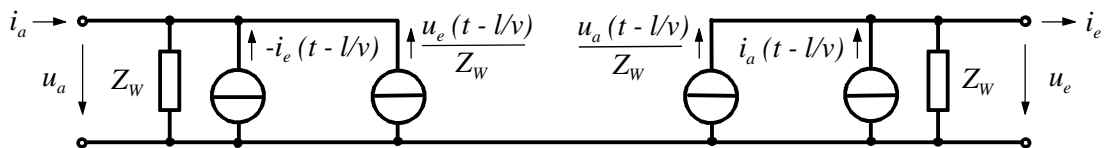


Bild 3.9: Simulationsmodell für verlustfreie Doppelleitung mit Berücksichtigung der Retardierung.

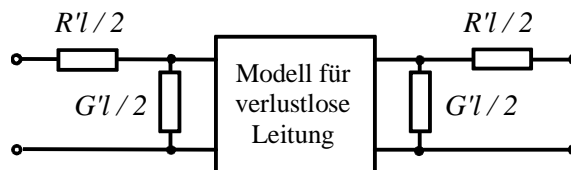


Bild 3.10: Modell für eine schwach verlustbehaftete Leitung.

Modelle mit Retardierung erfordern bei der Simulation eine Zeitschrittweite, die höchstens die halbe Leitungslaufzeit betragen darf. Für Leitungen, die elektrisch kurz, d. h. kurz gegen

die Wellenlänge sind, ermöglichen quasistationäre Modelle eine weit aufwandsärmere Simulation (Bild 3.11). Oftmals lassen sich weitere Vereinfachungen treffen. So sind die Verluste elektrisch kurzer Leitungen nur in seltenen Fällen relevant. Im Einzelfall kann auch die Leitungsinduktivität oder die Leitungskapazität einer elektrisch kurzen Leitung gegenüber Induktivitäten bzw. Kapazitäten in der Schaltungsumgebung vernachlässigbar sein.

Elektrisch lange Leitungen können in Abschnitte segmentiert werden, die kurz gegen die Wellenlänge sind und sich jeweils einzeln durch quasistationäre Modelle nachbilden lassen. Mit einer derartigen Kettenleiterstruktur erzielt man eine ungenauere Beschreibung als mit einem Modell mit Retardierung, wie in [Pau06] an Simulationsbeispielen verdeutlicht ist. Effizient nutzen läßt sich diese Beschreibungsweise jedoch für Inhomogenitäten der Leitungsbeläge.

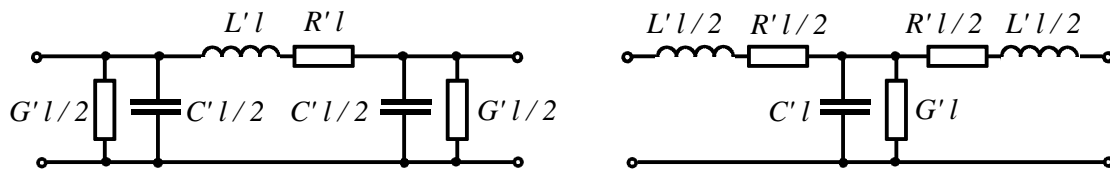


Bild 3.11: Quasistationäre Modelle für elektrisch kurze Leitungen.

Links: π -Modell. Rechts: T-Modell.

Die Bestimmung der **Leitungsparameter** kann meßtechnisch oder rechnerisch erfolgen. Auf direkte Weise lassen sich die primären Leitungsparameter L' , C' , R' und G' an einer Leitung messen, die kurz gegen die Wellenlänge λ des Meßsignales ist (Bild 3.12). Die Eingangsadmittanz \underline{Y}_{LL} der leerlaufenden Leitung wird durch den Kapazitätsbelag C' und den Leitwertbelag G' dominiert. Die Eingangsimpedanz \underline{Z}_{KS} der kurzgeschlossenen Leitung liefert den Widerstandsbelag R' und den Induktivitätsbelag L' .

Ebenso lassen sich durch Leerlauf- und Kurzschlußversuch die sekundären Leitungsparameter \underline{Z}_W und γ bestimmen. Entsprechende Beziehungen sind in [Ung91] aus den Leitungsgleichungen (Gl. 3.4, 3.5) abgeleitet. Hier bestehen keine Restriktionen hinsichtlich der Leitungslänge.

Insbesondere bei inhomogenen Leitungen ist die im Zeitbereich ansetzende Reflektometrie anschaulich und effizient einsetzbar.

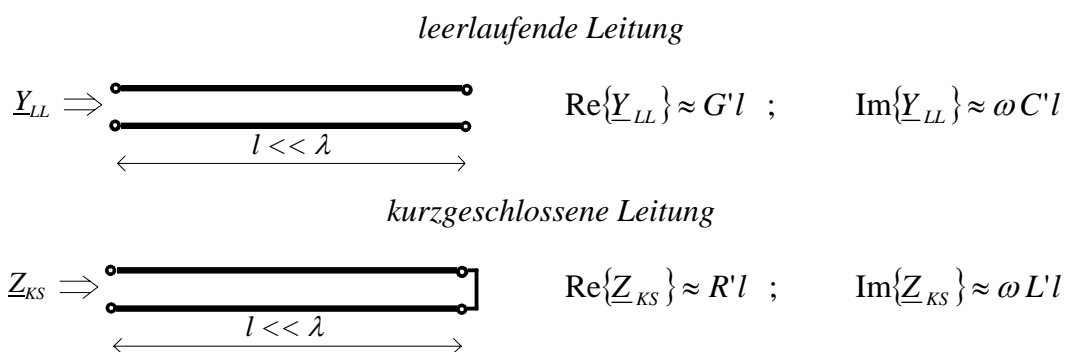


Bild 3.12: Messung der primären Leitungsparameter durch Leerlauf- und Kurzschlußversuch an einer elektrisch kurzen Leitung ($l \ll \lambda$).

Sind die Materialparameter bekannt, so kann der Zusammenhang

$$L'C' = \mu\varepsilon \cong \mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r \quad (3.10)$$

zur Einsparung einer Messung oder zur Überprüfung genutzt werden.

Bei technischen Leitungsanordnungen ist das Dielektrikum jedoch nicht immer über den Querschnitt hinweg homogen, wie in der Leitungstheorie angenommen. Gut erfüllt ist die

Annahme eines homogenen Dielektrikums lediglich für Koaxialleitungen oder die inneren Lagen einer Platine. In der Leistungselektronik werden oftmals verdrehte Leitungen oder Paralleldrahtleitungen verwendet; hier breiten sich Wellen sowohl in der Kabelisolierung als auch im Luftraum aus. Die in beiden Medien unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten bewirken Dispersion: Im Zeitbereich zeigt sich eine Verschleifung der Signale, im Frequenzbereich ergeben sich unschärfere Resonanzen. Unter Vernachlässigung dieses Dispersionseffektes kann die Leitungstheorie auch bei inhomogenem Dielektrikum genutzt werden, indem die beiden Dielektrizitätskonstanten von Isolation und Luftraum zu einer geometrieabhängigen effektiven Dielektrizitätskonstante zusammengefaßt werden [Ung91].

Zur Berechnung der Leitungsparameter stellt die Literatur für die gebräuchlichen Leitungsanordnungen umfangreiche Formelsammlungen bereit [z.B. Hil81]. Primäre und sekundäre Leitungsparameter sind über Gl. 3.7 und Gl. 3.8 ineinander umrechenbar und somit zur Parametrierung gleichwertig.

Die Leitungsgleichungen sowie dementsprechend die Modelle nach *Bild 3.9, 3.10 und 3.11* gehen von primären Leitungsparametern aus, die nicht frequenzabhängig sind. Diese Annahme ist in der Praxis für den Kapazitätsbelag gut erfüllt. Der Induktivitätsbelag ist ebenfalls nahezu frequenzunabhängig, sofern die innere Induktivität der Leiter vernachlässigt werden kann. Die innere Induktivität eines einzelnen zylindrischen nichtpermeablen Leiters beträgt maximal 50nH/m. Bei einer Doppelleitung ergibt sich ein Beitrag von 100nH/m zum Induktivitätsbelag, was zumeist gegenüber dem frequenzunabhängigen Beitrag durch die äußere Induktivität vernachlässigbar ist.

Der Leitwertbelag dagegen zeigt eine ausgeprägte Frequenzabhängigkeit. Er wird bei mittleren und hohen Frequenzen durch die Polarisationsverluste bestimmt und steigt näherungsweise proportional mit der Frequenz.

Der Widerstandsbelag ist aufgrund des Skin-Effektes ebenfalls stark frequenzabhängig. Die Eindringtiefe δ des Stromes in einem Leiter nimmt auf Grund der Stromverdrängung mit der Wurzel der Frequenz ab:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad . \quad (3.11)$$

ρ ist der spezifische Widerstand des Leiters, μ seine Permeabilität. Der Widerstandsbelag wächst somit mit der Wurzel der Frequenz.

Für Modelle zur Beschreibung der EMV kann die innere Induktivität unberücksichtigt bleiben. Bei der Ermittlung der Widerstands- und Leitwertbeläge wird zweckmäßigerweise die Frequenz der im jeweiligen Schaltungsteil relevantesten Resonanz zugrundegelegt.

Alternativ ist eine Erweiterung der Leitungsmodelle möglich. So kann der Einfluß des Skin-Effektes auf den Widerstandsbelag und auf die innere Induktivität durch RL-Kettenleiter nachgebildet werden. *Bild 3.13* zeigt beispielhaft, wie sich das Modell für eine schwach verlustbehaftete Leitung ergänzen läßt, um die Frequenzabhängigkeit von Widerstands- und Leitwertbelag näherungsweise wiederzugeben.

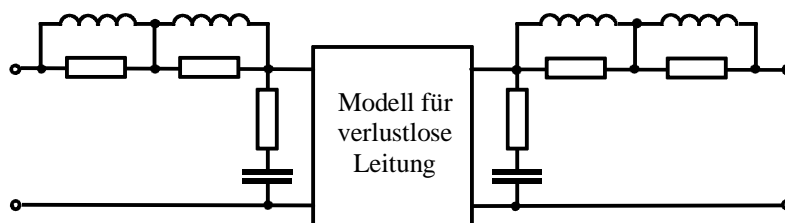


Bild 3.13: Modell für schwach verlustbehaftete Leitung mit frequenzabhängigem Widerstands- und Leitwertbelag.

Soll neben Gegentaktsignalen auch der **Gleichtaktmodus** erfaßt werden, so ist die Theorie für Mehrfachleitungen anzuwenden [Pau94]. Für Gleichtaktsignale sind Streukapazitäten, das Gehäuse und möglicherweise weitere separat verlegte Leitungen Bestandteil des Signalpfades und müssen in die Betrachtung der Querschnittsabmessungen einbezogen werden. Die Leitungsparameter sind für den Gleichtaktmodus über die Länge der Leitung zumeist nicht konstant, so daß keine TEM-Welle vorliegt.

Solange die Querschnittsabmessungen auch für den Gleichtaktmodus klein gegen die Wellenlänge sind und Hin- und Rückleiter vereinfachend als abschnittsweise parallel betrachtet werden können, läßt sich als Näherung weiterhin eine TEM-Welle ansetzen. Die Leitung wird in Abschnitte mit jeweils konstanten Parametern segmentiert; die Segmente können näherungsweise mit Hilfe der klassischen Leitungstheorie beschrieben werden.

Oft sind jedoch bei Gleichtaktsignalen die Voraussetzungen für eine TEM-Welle nicht einmal näherungsweise erfüllt. Generell können allgemeine numerische Verfahren zur Feldberechnung eingesetzt werden. Für die Schaltungssimulation bietet sich die Methode der partiellen Elemente an (Abs. 3.3.2). Ein rein numerisches Ergebnis ist jedoch weniger aussagekräftig als eine geschlossene formale Beschreibung. Auch ist der Rechenzeitbedarf in der Regel höher [z. B. HKWN04]. Daher kommt einer Verallgemeinerung der Leitungstheorie große praktische Bedeutung zu.

Die verallgemeinerte Leitungstheorie (Transmission Line Super Theorie TLST) fußt wie die klassische Leitungstheorie auf den Maxwell-Gleichungen, verzichtet jedoch von vorneherein auf die Voraussetzung einer TEM-Welle [Haa05, HNS03, HNS04]. Damit ist eine eindeutige, vom Integrationspfad unabhängige Definition der Spannung nicht mehr möglich (Abs. 2.2.2); statt Strom und Spannung dienen nun Strom und Potential als Beschreibungsgrößen. Die klassische Leitungstheorie ist als Sonderfall enthalten.

3.3.2 Allgemeine Verdrahtungsstrukturen

Eine Ersatzschaltbild-Modellierung auch allgemeiner Verdrahtungsstrukturen wird durch die **Methode der partiellen Elemente** (Partial Element Equivalent Circuit (PEEC)) ermöglicht [Rue74, Gör02]. Man gelangt zu einer einheitlichen Beschreibung, die die direkte Einbindung der Modelle in die Schaltungssimulation erlaubt. Die PEEC-Methode ist in Zeit- und Frequenzbereich anwendbar. Die Fähigkeit, direkt im Zeitbereich zu rechnen, ermöglicht die Einbindung nichtlinearer Elemente (z. B. Halbleiterbauelemente). Für Zeitbereichssimulationen stellt die numerisch stabile Variante sPEEC (stable PEEC) einen wesentlichen Fortschritt dar [KW05, KW06]. Hier sei lediglich die Grundidee der PEEC-Methode umrissen, für eine umfassende Darstellung wird auf die Literatur verwiesen.

Die Struktur wird in Elemente segmentiert (z.B. in Leiterabschnitte; jedoch auch Modellierung dielektrischer Körper möglich). *Bild 3.14* zeigt das PEEC-Ersatzschaltbild eines Grundelementes, bestehend aus einer Volumenzelle und zwei Oberflächenzellen. Die Volumenzelle weist die Selbstinduktivität L_{pmm} und den ohmschen Innenwiderstand R_m auf; sie ist über die Gegeninduktivitäten L_{pmi} mit allen anderen Elementen des Modelles verkoppelt. Die Oberflächenzellen weisen die Kapazitäten C_m gegen unendlich auf. Sie sind über Streukapazitäten mit den übrigen Elementen verkoppelt; die Kopplung wird über die Potentialkoeffizienten P eingerechnet. Die Retardierung τ kann berücksichtigt werden.

Das Modell läßt sich um die Einkoppelung externer elektrischer Felder erweitern. PEEC-Zellen können mit Leitungsmodellen gekoppelt werden [Gör02]. Kühlkörper lassen sich in Form leitender Flächen berücksichtigen [TKW06].

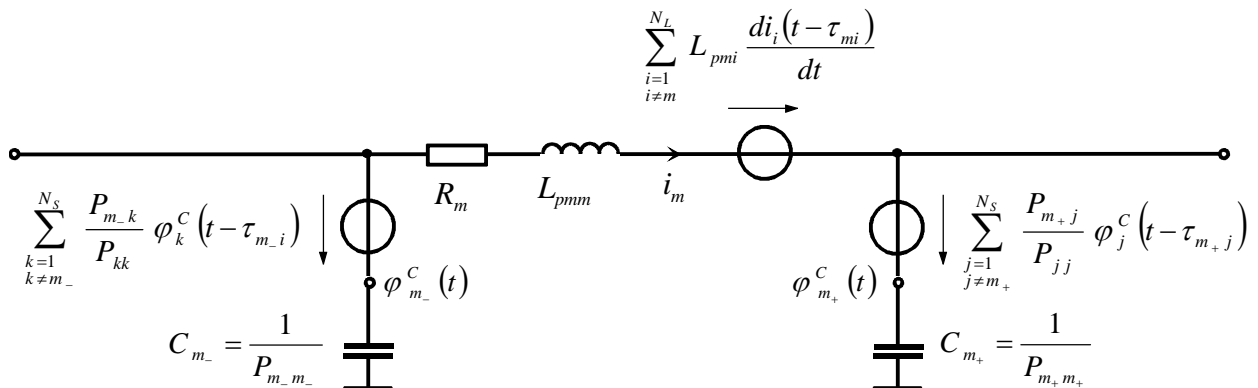


Bild 3.14: Grundelement eines PEEC-Modelles. Die Retardierung ist berücksichtigt.

In der Leistungselektronik werden Verdrahtungsstrukturen, auf die die Leitungstheorie nicht anwendbar ist, unter anderem zur Bauelement-Kontaktierung und für die lokalen Verbindungen innerhalb der Baupruppen genutzt. Im Interesse einer geringen Induktivität wird diese Verdrahtung zumeist kompakt ausgeführt; sie kann oft als klein gegen die kürzeste relevante Signalwellenlänge angenommen werden (quasistationäre Betrachtung). In diesen Fällen kann sich die Modellbeschreibung auf die Wiedergabe der **partiellen Induktivitäten** beschränken. Die Kapazitäten und die ohmschen Verluste der Verdrahtung sind gegenüber denen der Bauelemente vernachlässigbar.

Als Beispielanordnung zeigt *Bild 3.15* eine rechtwinklige Leiterschleife (*Bild 3.15 links*) sowie ihre Ersatzschaltbild-Beschreibung durch Einzel- und Gegeninduktivitäten (*Bild 3.15 Mitte*). Werden alle Induktivitäten von demselben Strom durchflossen (keine Stromverzwei-

gung oder Retardierung), so lassen sich Eigen- und Gegeninduktivitäten zusammenfassen. Man gelangt zu einem Modell ohne gekoppelte Elemente (*Bild 3.15 rechts*).

Bei der Durchführung von Simulationen verursachen die Kopplungen einen hohen numerischen Aufwand. Die Zusammenfassung von Eigen- und Gegeninduktivitäten kann daher in der Praxis gerade auch für verzweigte Verdrahtungsstrukturen attraktiv sein, bedeutet hier jedoch immer eine Näherung: Abhängig sowohl von der Anordnung als auch vom betrachteten Phänomen ist in jedem Einzelfall zu entscheiden, welcher Gegeninduktivitätsbeitrag für einen Zweig zugrundegelegt wird, der Bestandteil mehrerer Maschen ist.

Am Beispiel zweier paralleler Leiter verdeutlicht *Bild 3.16* die Berechnung der partiellen Selbst- und Gegeninduktivitäten [Pau06]. Basierend auf der Überlagerung von vom Magnetfluß durchsetzten Streifenflächen ist in [Rod00] ein Schema ausgearbeitet, das in der Praxis eine schnelle Berechnung der partiellen Induktivitäten mit einfachsten Mitteln erlaubt.

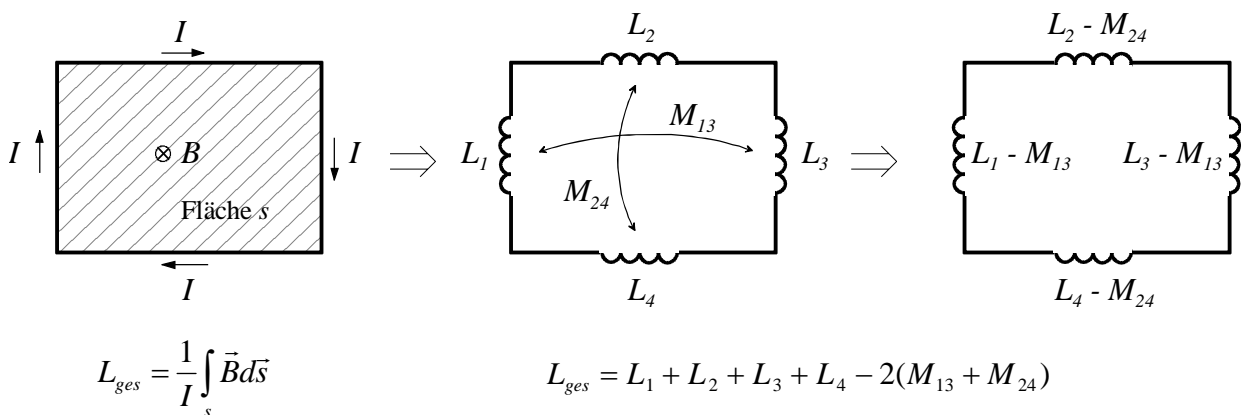


Bild 3.15: Partielle Induktivitäten.

Links: Beispielanordnung rechtwinklige Leiterschleife.

Mitte: Ersatzschaltbild mit partiellen Eigeninduktivitäten L und Gegeninduktivitäten M .

Rechts: Zusammenfassung von Eigen- und Gegeninduktivitäten (keine Berücksichtigung der Retardierung möglich).

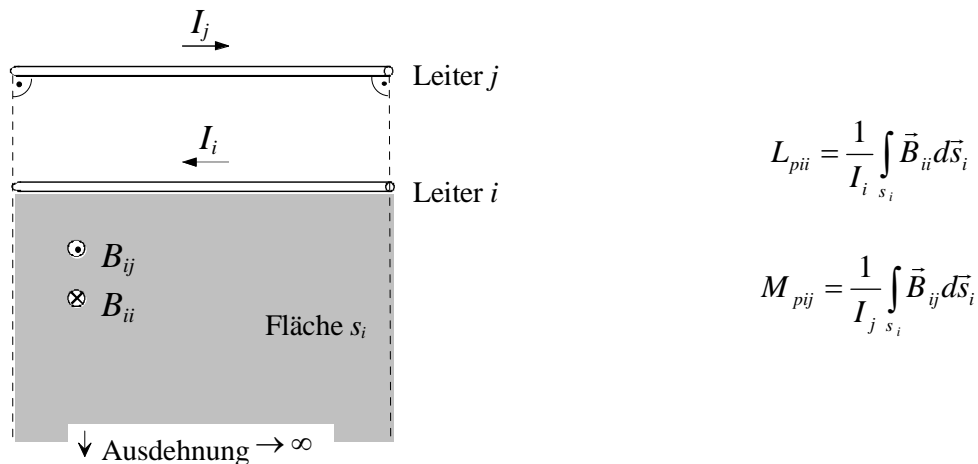


Bild 3.16: Partielle Eigeninduktivität L_p und partielle Gegeninduktivität M_p für zwei parallele Leiter.

3.4 Strahlerstrukturen

Bei der Untersuchung der Abstrahlung wird zunächst von den einfachen Grundstrukturen Stab und Leiterschleife ausgegangen, deren Verhalten anschaulich interpretierbar ist und für die weitgehend analytische Beschreibungen vorliegen. Der Übergang zu komplexeren Anordnungen erfolgt mit Hilfe der numerischen Feldberechnung (Abs. 5).

3.4.1 Stab

Der Stab kann als Nachbildung eines geraden Leiters oder eines Leiterabschnittes dienen. Für den Gleichtaktmodus lassen sich alle Leiter einer Leitung oder eines Kabelbündels näherungsweise zu einem Stab zusammenfassen [z. B. Pau06, Des97].

Wichtige **Modelle** für den Stab sind:

- der elektrische Elementardipol (Hertzscher Dipol),
- der elektrisch kurze Dipol mit ortsabhängiger Stromamplitude,
- der Dipol mit sinusförmiger Stromverteilung sowie
- der Monopol über leitfähiger Ebene.

a) Elektrischer Elementardipol

Die Beziehungen für den elektrischen Elementardipol gehen von zwei **Voraussetzungen** aus:

- Der Leiter ist linienförmig. Seine Länge l ist infinitesimal klein.
- Der Strom I_0 ist über die Länge konstant.

Die formale Annahme eines infinitesimal kurzen Leiters begrenzt die Anwendbarkeit der Elementardipol-Gleichungen auf einen Frequenzbereich, in dem der Leiterabschnitt kurz gegen die Wellenlänge und den Aufpunktabstand ist.

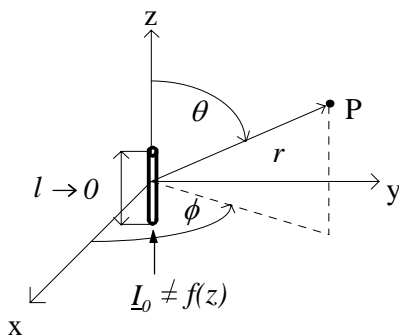


Bild 3.17: Elektrischer Elementardipol und Koordinatensystem.

Für das elektrische Feld des elektrischen Dipoles erhält man [Bal97]:

$$\begin{aligned} \underline{E}_r &= \frac{\eta_0 I_0 l \beta^2}{2\pi} \cos\theta \cdot \left(\frac{1}{(\beta r)^2} - j \frac{1}{(\beta r)^3} \right) \cdot e^{-j\beta r} & \text{mit: } \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} ; \\ \underline{E}_\theta &= \frac{\eta_0 I_0 l \beta^2}{4\pi} \sin\theta \cdot \left(j \frac{1}{\beta r} + \frac{1}{(\beta r)^2} - j \frac{1}{(\beta r)^3} \right) \cdot e^{-j\beta r} ; & & (3.12) \\ \underline{E}_\phi &= 0 . \end{aligned}$$

Für das magnetische Feld gilt entsprechend:

$$\underline{H}_\phi = \frac{I_0 l \beta^2}{4\pi} \sin \theta \left(\frac{1}{\beta r} + j \frac{1}{(\beta r)^2} \right) \cdot e^{-j\beta r}; \quad \underline{H}_r = \underline{H}_\theta = 0 . \quad (3.13)$$

r ist der Aufpunkt Abstand, ϕ der Polarwinkel und θ der Azimutwinkel (*Bild 3.17*). $\eta_0 = 377\Omega$ ist der Fernfeldwellenwiderstand des freien Raumes, β die Phasenkonstante und λ die Wellenlänge.

Im **Nahbereich**, also für kleine r , dominieren für das elektrische Feld jeweils die mit $1/r^3$ fallenden Summanden, für das magnetische Feld der mit $1/r^2$ fallende. Der Wellenwiderstand $\eta = \underline{E}/\underline{H}$ ist hoch und nahezu rein kapazitiv. Mit wachsendem Abstand nimmt das Gewicht der übrigen Summanden zu. Der Wellenwiderstand sinkt auf den Fernfeldwellenwiderstand η_0 und wird reell. Die im Nahbereich überwiegende elektrische Feldkomponente \underline{E}_r schwindet.

Im **Fernfeld** verbleiben schließlich die Feldanteile

$$\underline{E}_\theta = j \frac{\eta_0 I_0 l \beta}{4\pi r} \sin \theta \cdot e^{-j\beta r}; \quad \underline{H}_\phi = j \frac{I_0 l \beta}{4\pi r} \sin \theta \cdot e^{-j\beta r} = \frac{\underline{E}_\theta}{\eta_0} . \quad (3.14)$$

Für den idealen, unendlich kurzen elektrischen Elementardipol können Fernfeldbedingungen bereits für $r > \lambda/2\pi$ angenommen werden [Pau94].

Durch **Segmentierung** der Struktur in elektrisch kurze Stabelemente mit näherungsweise jeweils konstanter Stromamplitude läßt sich der Anwendungsbereich der Dipolgleichungen zu höheren Frequenzen hin beliebig erweitern, sofern die Stromverteilung bekannt ist.

b) Elektrisch kurzer Stab mit ortsabhängiger Stromamplitude

Im Fernbereich eines elektrisch kurzen Stabes summieren sich die Feldanteile aller Stababschnitte mit näherungsweise gleicher Gewichtung. Hier können die Gleichungen des Elementardipoles auch bei ortsabhängiger Stromamplitude $\underline{I}(z)$ genutzt werden, wenn für \underline{I}_0 der Strommittelwert

$$\underline{I}_{0,m} = \frac{1}{l} \int_l \underline{I}(z) dz$$

eingesetzt wird.

Als Beispiel ist in *Bild 3.18* ein **mittig gespeisten Dipol** mit der Gesamtlänge $l = 1\text{m}$ dargestellt. Bei tiefen Frequenzen nimmt die Stromamplitude vom Fußpunkt zu den Stabenden hin linear bis auf Null ab (*Bild 3.19*). *Bild 3.20* zeigt die errechnete elektrische Feldstärke E_θ am 30m entfernten Aufpunkt. Die übrigen Komponenten E_ϕ und E_r des elektrischen Feldes sind bei diesem Abstand im dargestellten Frequenzbereich bereits vernachlässigbar. Zum Vergleich sind die Ergebnisse der vollständigen Gleichung des Elementardipoles (Gl. 3.12) sowie der Fernfeldnäherung (Gl. 3.14) dargestellt. Dem Dipolmodell ist zur Verifikation die mit Hilfe der Momentenmethode berechnete Feldstärke gegenübergestellt.

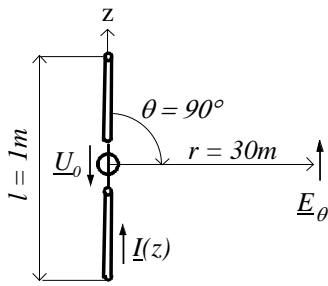


Bild 3.18: Beispielanordnung für Dipol.

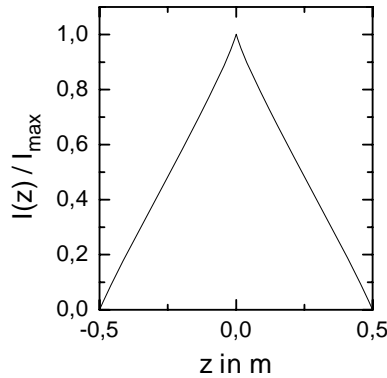


Bild 3.19: Stromverteilung bei tiefen Frequenzen (hier: 20MHz; berechnet durch Momentenmethode).

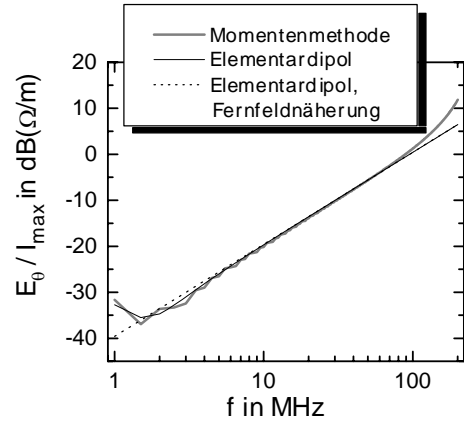


Bild 3.20: Frequenzgang der elektrischen Feldstärke, normiert auf Strommaximum $|I_{max}|$ (Aufpunkt: $r = 30m$; $\theta = 90^\circ$).

c) Elektrischer Dipol mit sinusförmiger Stromverteilung

In Analogie zu einer leerlaufenden Leitung kann für einen elektrischen Dipol kleinen Durchmessers mit guter Näherung eine sinusförmige Stromverteilung angenommen werden:

$$\underline{I}(z) \cong \begin{cases} \underline{I}_0 \cdot \sin[\beta(l-z)] & ; & 0 \leq z \leq l/2 \\ \underline{I}_0 \cdot \sin[\beta(l+z)] & ; & -l/2 \leq z \leq 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Für die vollständigen Feldgleichungen sei auf die Literatur [Bal97] verwiesen. Im Fernfeld erhält man durch Segmentierung in Elementardipole die Beziehungen:

$$\underline{E}_\theta \cong j\eta_0 \frac{\underline{I}_0}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\beta l}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \cdot e^{-j\beta r} ; \quad \underline{H}_\phi = \frac{\underline{E}_\theta}{\eta_0} \quad (3.16)$$

Beispielhaft sei wieder der 1m lange symmetrische Dipol gemäß *Bild 3.18* betrachtet. Die idealisierte **Stromverteilung** ist in *Bild 3.21* der mit der Momentenmethode berechneten gegenübergestellt. Beim realen, nicht linienhaften Dipol werden die Minima des Stromes mit wachsendem Stabdurchmesser (hier: 0,2mm) unschärfer. Auch liegen die Minima nicht, wie bei der Idealisierung angenommen, um Vielfache von $\lambda/2$ vom Stabende entfernt, sondern geringfügig dichter am Stabende. Der Phasenverlauf wird von der Idealisierung etwas vergrößert wiedergegeben.

Bild 3.22 zeigt die **elektrische Feldstärke** im Abstand von 30m. Die Feldstärke ist für jede Frequenz auf den jeweils höchsten Stromwert normiert. Es ergeben sich Maxima, wenn die Dipollänge einem ungeradzahligen Vielfachen der Wellenlänge entspricht. Beträgt die Dipollänge ein geradzahliges Vielfaches der Wellenlänge, so bewirkt die Phasenverteilung des Stromes eine weitgehende Feldkompensation; bei ideal sinusförmiger Stromverteilung löscht sich das Feld sogar vollständig aus.

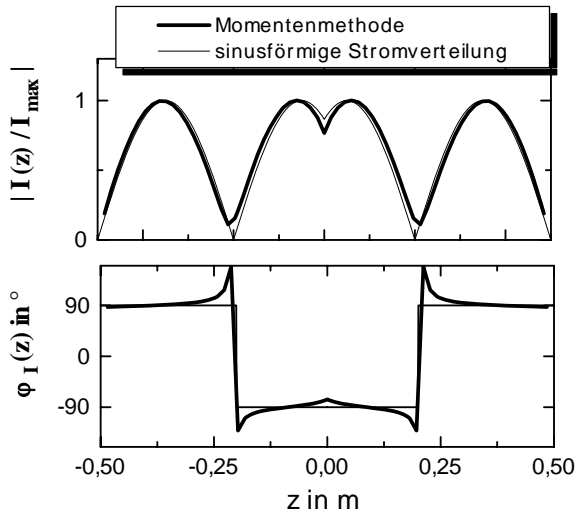


Bild 3.21: Beispiel für Stromverteilung entlang eines elektrischen Dipoles ($l = 1\text{m}$; $f = 500\text{MHz}$).

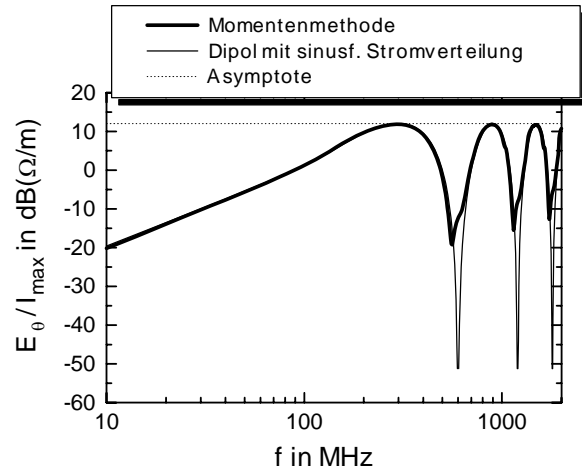


Bild 3.22: Frequenzgang der elektrischen Feldstärke, normiert auf Strommaximum $|I_{\max}(f)|$.
Aufpunkt: $r = 30\text{m}$; $\theta = 90^\circ$ (Bild 3.18).

Für elektrische Dipole beliebiger Länge läßt sich die Feldstärke nach oben abschätzen, indem in Gl. 3.16 der ungünstigste Fall ($l = \lambda$; $\theta = 90^\circ$) eingesetzt wird. Man erhält als Asymptote:

$$|E_\theta| \leq \eta_0 \frac{I_{\max}}{\pi r} \approx 120\Omega \cdot \frac{I_{\max}}{r}; \quad H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta_0}. \quad (3.17)$$

Die **Fußpunktimpedanz** des Dipoles ist in Bild 3.23 aufgetragen. Für $l = \lambda/2$; $3\lambda/2$; $5\lambda/2$; ... bilden sich Serienresonanzen, für $l = \lambda$; 2λ ; 3λ ; ... Parallelresonanzen.

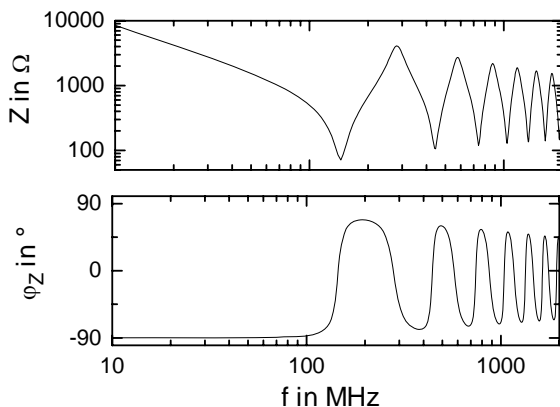


Bild 3.23: Fußpunktimpedanz eines 1m langen Dipoles (Berechnung mit Momentenmethode)

d) Monopol über leitender Ebene

Das Feld eines Monopoles über einer unendlich ausgedehnten leitenden Ebene entspricht dem Feld eines Dipoles der doppelten Länge oberhalb dessen Symmetrieebene. Der Raum unterhalb der Ebene ist feldfrei. Eingangsimpedanz und abgestrahlte Leistung sind beim Monopol daher halb so groß wie bei Dipol doppelter Länge.

Für die Feldstärke horizontal oder vertikal orientierter Dipole über leitfähiger Ebene sind ebenfalls analytische Beziehungen angebar [Bal97]. Hier entstehen Reflexionen an der Ebene, so daß sich das resultierende Feld als Überlagerung von direkter und reflektierter Welle ergibt.

3.4.2 Leiterschleife

Das Feld von Leiterschleifen, deren Umfang klein gegen die Signalwellenlänge ist, läßt sich mit Hilfe der Gleichungen des magnetischen Elementardipoles beschreiben. Für Leiterschleifen größerer Abmessungen lassen sich keine einfachen Beschreibungsmodelle angeben; ihr Verhalten sei hier an Hand von Simulationsbeispielen veranschaulicht.

a) Magnetischer Elementardipol

Der magnetische Dipol besteht aus einer Stromschleife, die eine elektrisch kleine, im Idealfall infinitesimal kleine, Fläche F aufspannt (Bild 3.24). Entlang der Schleife ergibt sich eine konstante Stromamplitude. Man erhält die Feldkomponenten

$$\begin{aligned}\underline{E}_\phi &= -j \frac{\omega \mu_0 \underline{I}_0 F \beta^2}{4\pi} \sin \theta \cdot \left(j \frac{1}{\beta r} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right) e^{-j\beta r} ; \\ \underline{H}_r &= j \frac{\omega \mu_0 \underline{I}_0 F \beta^2}{2\pi \eta_0} \cos \theta \cdot \left(\frac{1}{(\beta r)^2} - j \frac{1}{(\beta r)^3} \right) e^{-j\beta r} ; \\ \underline{H}_\theta &= j \frac{\omega \mu_0 \underline{I}_0 F \beta^2}{4\pi \eta_0} \sin \theta \cdot \left(j \frac{1}{\beta r} + \frac{1}{(\beta r)^2} - j \frac{1}{(\beta r)^3} \right) e^{-j\beta r} .\end{aligned}\tag{3.18}$$

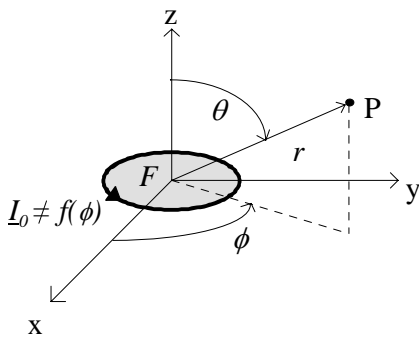


Bild 3.24: Magnetischer Elementardipol und Koordinatensystem.

Entgegengesetzt zum elektrischen Strahler nimmt hier im **Nahbereich** das magnetische Feld kubisch, das elektrische Feld quadratisch mit dem Abstand ab. Der Wellenwiderstand ist niedrig und nahezu rein induktiv. Mit dem Abstand wächst der Wellenwiderstand und wird zunehmend reell, bis im Fernbereich schließlich der Fernfeldwellenwiderstand erreicht ist. Die im Nahbereich überwiegende magnetische Feldkomponente \underline{H}_r schwindet.

Im **Fernfeld** verbleiben:

$$\underline{E}_\phi = \frac{\omega \mu_0 \underline{I}_0 F \beta}{4\pi} \sin \theta \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} ; \quad \underline{H}_\theta = \frac{\underline{E}_\phi}{\eta_0} .\tag{3.19}$$

Für den idealen magnetischen Dipol können Fernfeldbedingungen analog zum elektrischen Elementardipol bereits für $r > \lambda / 2\pi$ angesetzt werden [Pau94].

b) Leiterschleife größerer Abmessung

Die Stromverteilung entlang einer kreisförmigen Leiterschleife kann in Analogie zur kurzgeschlossenen Leitung näherungsweise als cosinusförmig angenommen werden. Ein entsprechender Ansatz führt zu Feldstärkebeziehungen, die wenig anschaulich sind. Für die analytische Lösung sei auf [Lin60] verwiesen. Analytische Feldbeziehungen für eine rechteckige Leiterschleife sind in [Lev04] hergeleitet.

Zur Veranschaulichung sei hier eine kreisförmige Leiterschleife mit einem Radius von 20cm betrachtet (Bild 3.25). Die Schleife ist in der Simulation durch ein flächengleiches Achteck genähert. Der Leiterdurchmesser beträgt 0,2mm.

Die mit Hilfe der Momentenmethode simulierte **Stromverteilung** ist in Bild 3.26 für eine Frequenz von 500MHz aufgetragen. Die Strommaxima liegen entlang des Umfangs jeweils um Vielfache von $\lambda/2$ vom der Quelle gegenüberliegenden Punkt ($\phi = 0^\circ$) entfernt.

Bild 3.27 zeigt die **elektrische Feldstärke** im Abstand von 30m. Die Feldstärke ist für jede Frequenz auf den jeweils höchsten Stromwert, der entlang der Schleife auftritt, normiert. Entgegengesetzt zum elektrischen Dipol wird die Feldstärke maximal, wenn der Schleifenumfang einem geradzahligen Vielfachen der Wellenlänge entspricht. Minima ergeben sich, wenn der Schleifenumfang mit einem ungeradzahligen Vielfachen der Wellenlänge zusammenfällt.

Die **Fußpunktimpedanz** der Leiterschleife ist in Bild 3.28 dargestellt. Erreicht der Umfang der Schleife $\lambda/2$; $3\lambda/2$; $5\lambda/2$; ..., so bilden sich Parallelresonanzen. Entspricht der Umfang λ ; 2λ ; 3λ ; ..., so entstehen Serienresonanzen. Besonders ausgeprägt ist generell die erste Parallelresonanz. Wie beim Stab so sind auch bei der Leiterschleife die Resonanzen umso schärfer, je dünner der Leiter ist [Bal97].

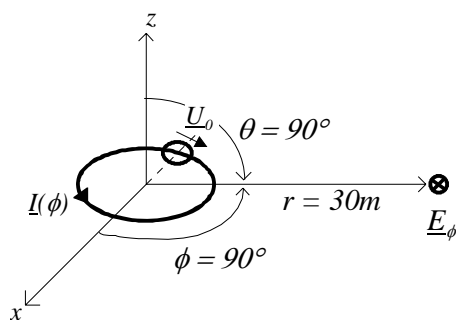


Bild 3.25: Beispielanordnung für Leiterschleife. Für die Schleife wird ein Radius von 20cm angenommen.

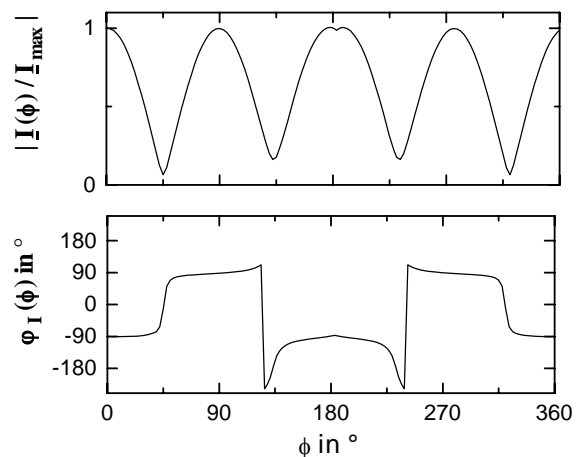


Bild 3.26: Stromverteilung entlang der Leiterschleife bei einer Frequenz von 500MHz (Berechnung mit Momentenmethode).

3 Bauelemente und Verdrahtungsstrukturen

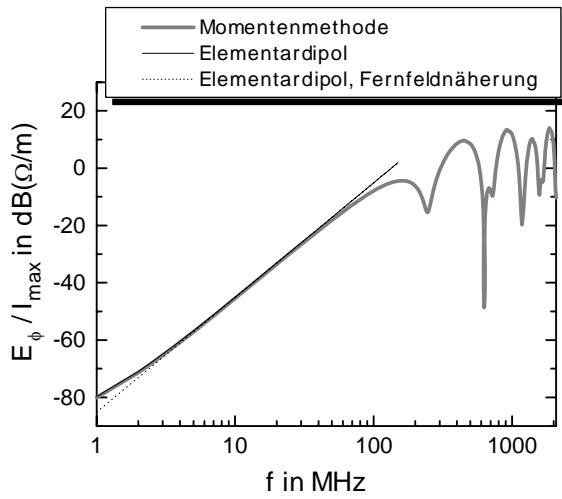


Bild 3.27: Frequenzgang der elektrischen Feldstärke, normiert auf Strommaximum $|I_{\max}(f)|$.
 Aufpunkt: $r = 30\text{m}$; $\theta = 90^\circ$ (Bild 3.25).

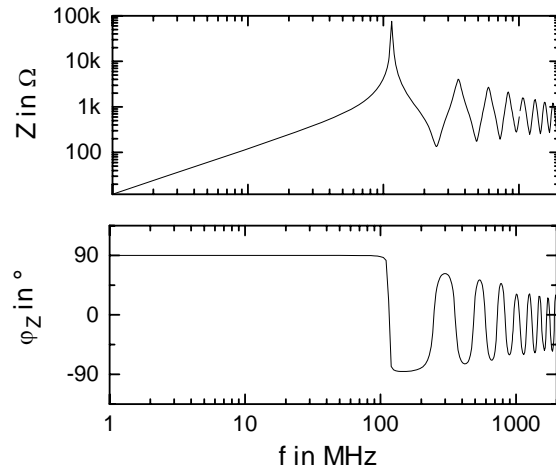


Bild 3.28: Fußpunktimpedanz (Berechnung mit Momentenmethode).

4 Leitungsgebundene Signale in der Funkerosionsanlage

Die Signale bei laufendem Erodierprozeß lassen sich nicht als Überlagerung unabhängiger Beiträge von Generator und Funke verstehen. Sowohl der Generator als auch die Funkenstrecke verhalten sich nichtlinear und zeitvariant; zwischen beiden besteht eine enge Wechselwirkung. Auch wenn eine Superposition nicht zulässig ist, so ist doch ein **Vergleich** zwischen den Betriebszuständen „kurzgeschlossener Funkenspalt“ (Signalbeitrag nur durch Generator) und „Erodierprozess“ aufschlußreich.

4.1 Generator an kurzgeschlossenem Funkenspalt

Die Entstehung und leitungsgebundene Ausbreitung der Signale bei kurzgeschlossenem Funkenspalt werden an speziellen Versuchsaufbauten untersucht, um definierte und beschreibbare Bedingungen sicherzustellen. Die Versuchsaufbauten bilden gezielt die wesentlichen Eigenschaften eines Erosionsgenerators nach. Zur Veranschaulichung dienen Ersatzschaltbilder, die mit Hilfe der Schaltungssimulation überprüft werden. Als Beispiel sei hier der Hochstrom-Nadelimpulsgenerator betrachtet. Die Ergebnisse sind sinngemäß auf andere Generatortypen übertragbar.

4.1.1 Schaltungsprinzip des Hochstrom-Nadelimpulsgenerators

Der Hochstrom-Nadelimpulsgenerator dient zur Erzeugung von Stromimpulsen kurzer Dauer und hoher Flankensteilheit, wie sie für die Schneiderosion und für das Schlichten benötigt werden (Bild 4.1). Geschaltet ist der Hochstrom-Nadelimpulsgenerator als asymmetrische Halbbrücke. Bild 4.2 zeigt das Grundschtung eines zweistufigen Generators, bestehend aus Zündstufe und Leistungsstufe [Tim96].

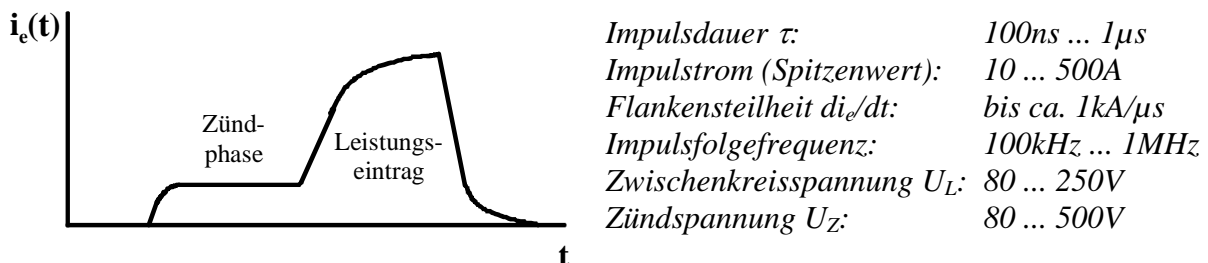


Bild 4.1: Prinzipverlauf eines Stromimpulses und Zusammenstellung der typischen Parameter.

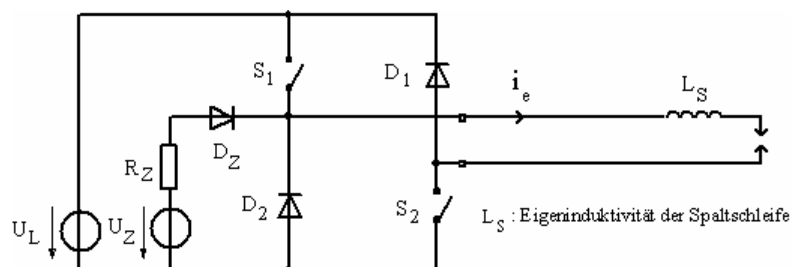


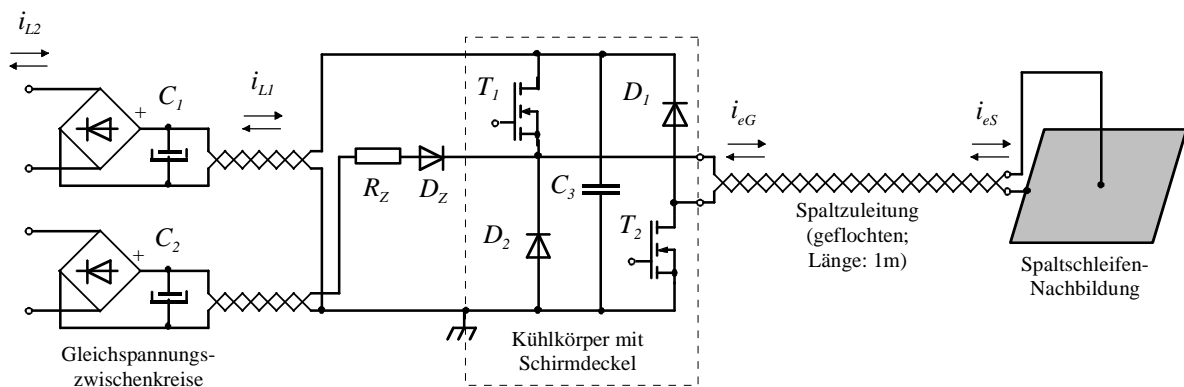
Bild 4.2: Schaltungsprinzip des Hochstrom-Nadelimpulsgenerators.

Der Impuls läßt sich in drei Phasen untergliedern:

1. Während des **Zündvorganges** sind S_2 und D_Z leitend. Am Arbeitsspalt liegt bis zum Zünden des Funkens die Zündspannung U_Z an. Der Zündstrom wird durch den Vorwiderstand R_Z begrenzt.
2. Während der **Impulsphase zum Leistungseintrag** sind S_1 und S_2 leitend. Dem Arbeitsspalt wird die Zwischenkreis-Spannung U_L aufgeprägt. Der resultierende Stromanstieg wird sowohl durch die Eigeninduktivität des Aufbaus begrenzt, als auch durch die Schaltgeschwindigkeit der Halbleiter. Der erreichte Stromspitzenwert ist abhängig von der Zwischenkreisspannung U_L , der Impulsdauer, der Induktivität des Aufbaus und der Schaltgeschwindigkeit der Halbleiter. Dominierende Induktivität ist in der Regel die Leiterschleife, die bei der Kontaktierung von Werkstück und Werkzeugelektrode aufgespannt wird („Spaltschleife“).
3. Nach dem **Abschalten** von S_1 und S_2 kommutiert der Spaltstrom um auf D_1 und D_2 . Die Spannung U_L wirkt nun als Gegenspannung, so daß der Stromabfall im Idealfall doppelt so steil wie der Stromanstieg erfolgt. In der Praxis ist auch hier die Schaltgeschwindigkeit der Halbleiter von erheblichem Einfluß.

4.1.2 Versuchsaufbau

Als **Versuchsmuster** für den Hochstrom-Nadelimpulsgenerator dient eine Schaltung nach Bild 4.3 [Dru95]. Die asymmetrische Halbbrücke ist auf einem Kühlkörper aufgebaut und durch eine vollständig geschlossene Haube geschirmt (Bild 4.4). Spaltschleife und Maschinentisch werden durch eine Leiterschleife über einer Metallgrundplatte nachgebildet.



T_1, T_2 : IRFP 460; C_1, C_2 : 1000 μ F; C_3 : 20nF; D_1, D_2, D_Z : MUR 1560; R_Z : 100 Ω

Bild 4.3: Versuchsschaltung für den Hochstrom-Nadelimpulsgenerator und Meßpunkte für Gegentaktströme.

4 Leitungsgebundene Signale in der Funkerosionsanlage

Schirmgehäuse für asymmetrische Halbbrücke (T_1, T_2, D_1, D_2, C_3)

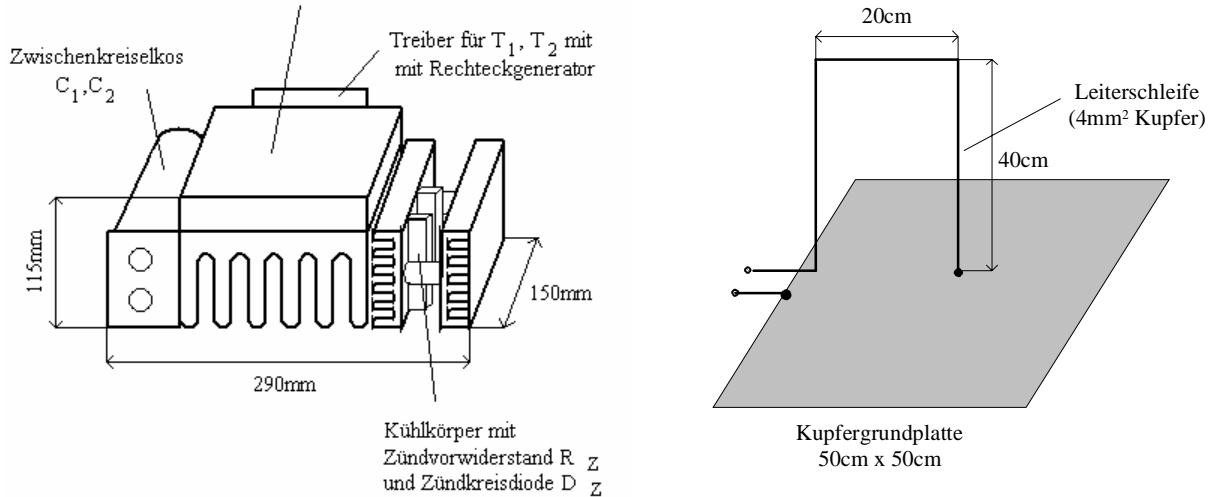


Bild 4.4: Mechanischer Aufbau von Generator (links) und Spaltschleifennachbildung (rechts).

Das **Blockschaltbild** des Meßaufbaus ist in Bild 4.5 dargestellt. Zur Versorgung der Leistungselektronik dient ein Trennstelltransformator. Die Spannung für die Zündstufe wird durch einen nachgeschalteten weiteren Transformator bereitgestellt. Die Transistoren werden über Treiberschaltungen angesteuert. Die Treiber werden über jeweils separate Netzteile mit Netztransformator und Längsspannungsregler gespeist.

Der Sicherstellung definierter und reproduzierbarer **Schnittstellen zur Umgebung** kommt besondere Bedeutung zu. Dies gilt hier in besonderem Maße, da die Schnittstellen als Systemabschlüsse in das Simulationsmodell einzubeziehen sind. Zum Netz hin ist der Meßaufbau durch Anschluß an eine Netznachbildung entkoppelt. Die Ansteuerung der Treiberschaltungen erfolgt galvanisch getrennt über kapazitätsarme Optokoppler.

Die **Betriebsparameter** sind in Tabelle 4.1 zusammengestellt. Der Generator wird hier mit konstanter Puls- und Pausendauer angesteuert (‘isofrequenter Betrieb’).

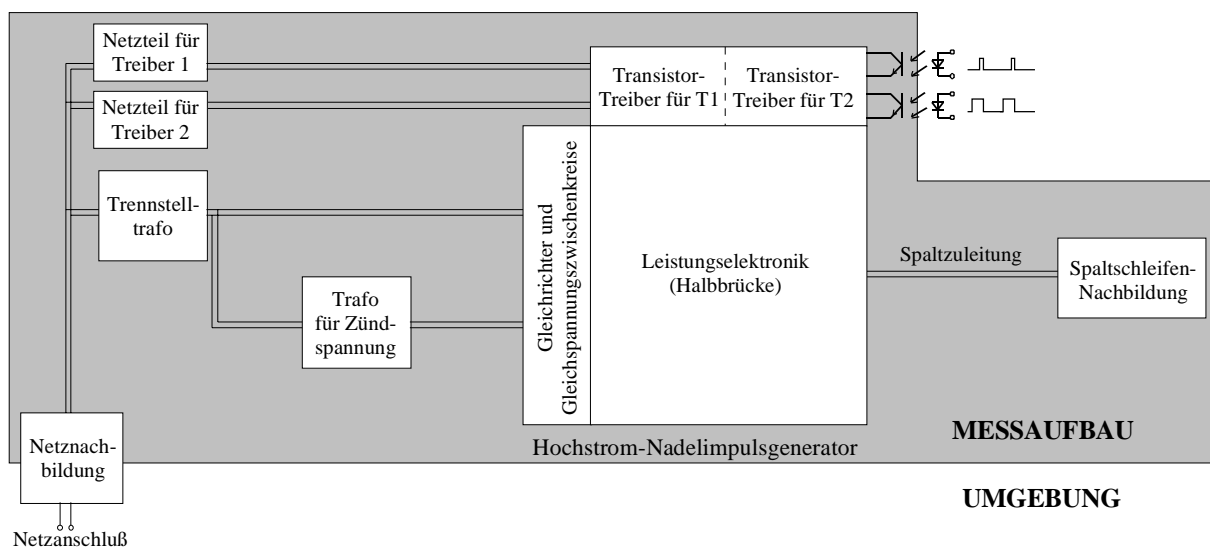


Bild 4.5: Blockschaltbild des Meßaufbaus.

Stromspitzenwert \hat{i}_e	20A
Impulsfolgefrequenz f_p	100kHz
Impulsdauer Leistungsstufe	300ns
Zwischenkreisspannung Leistungsstufe	80V
Zwischenkreisspannung Zündstufe	170V

Tabelle 4.1: Betriebsparameter des Meßaufbaus für den Hochstrom-Nadelimpulsgenerator.

Durch Gegentakt-Gleichtaktkonversion und Gleichtakt-Gegentaktkonversion beeinflussen sich Gegentakt- und Gleichtaktsignale wechselseitig. Um die Entstehungsmechanismen der Signale separieren zu können, erfolgt die **Untersuchung in drei Schritten**:

1. Die Gegentaktsignale werden analysiert, wobei Gleichtaktströme durch Symmetrierung weitgehend unterdrückt werden.
2. Für die Untersuchung der Gleichtaktsignale wird die Symmetrierung aufgehoben. Um definierte Ausbreitungsbedingungen für Gleichtaktsignale sicherzustellen, wird der Meßaufbau über einer Bezugsmasseplatte angeordnet.
3. Am selben Meßaufbau wird gezeigt, wie die Gleichtaktsignale auf die Gegentaktsignale zurückwirken.

Zur Veranschaulichung der Vorgänge wird ebenso schrittweise ein Ersatzschaltbild aufgebaut. Die Gültigkeit wird mit Hilfe der Schaltungssimulation überprüft.

Die Spektren der Gegentaktströme werden mit einer Rogowski-Spule gemessen, die Spektren der Gleichtaktströme mit Hilfe eines EMV-Stromwandlers (Abs. 2.2.2).

4.1.3 Gegentaktsignale im symmetrierten Versuchsaufbau

Abgesehen vom Versorgungskreis der Zündstufe (U_Z , D_Z , R_Z , Bild 4.2) treten in allen Zweigen der Leistungselektronik Ströme mit hoher Anstiegsgeschwindigkeit und Amplitude auf. Die für die EMV relevantesten Gegentaktströme sind

- a) der Strom durch Spaltzuleitung und Spaltschleife;
- b) der Versorgungsstrom der Leistungsstufe.

Um zunächst eine Beeinflussung der Gegentaktströme durch Gleichtakt-Gegentaktkonversion zu vermeiden, sind sämtliche Leitungen des Meßaufbaus über ihre Länge mehrfach durch Ferrite symmetriert.

a) Strom durch Spaltzuleitung und Spaltschleife

Der an den Klemmen der Spaltschleife gemessene Gegentaktstrom i_{eS} ist in Bild 4.6 dargestellt. Bedingt durch die Umschaltung der Meßempfänger-Bandbreite werden bei Frequenzen größer als 30MHz die Spektrallinien nicht mehr einzeln aufgelöst. Hier liegen jeweils zwei Spektrallinien innerhalb der Meßbandbreite, so daß der gemessene Pegel um 6dB höher liegt. Wie der Vergleich mit einem idealen Trapezimpuls (Abs. 2.1.1) zeigt, ist das Spektrum bis zu einer Frequenz von ca. 30MHz bereits weitgehend durch die Grundparameter des Impulses festgelegt (Bild 4.8). Bei höheren Frequenzen bewirkt die Verrundung des Impulses schwächere Amplituden als durch die Trapezimpuls-Näherung voraussagt.

Am Generatortausgang ergeben sich im Frequenzbereich zwischen 10MHz und 80MHz erhöhte Stromamplituden bedingt durch den Strom durch die Leitungskapazität der Spaltzuleitung (Bild 4.7, siehe auch Abs. 4.1.4).

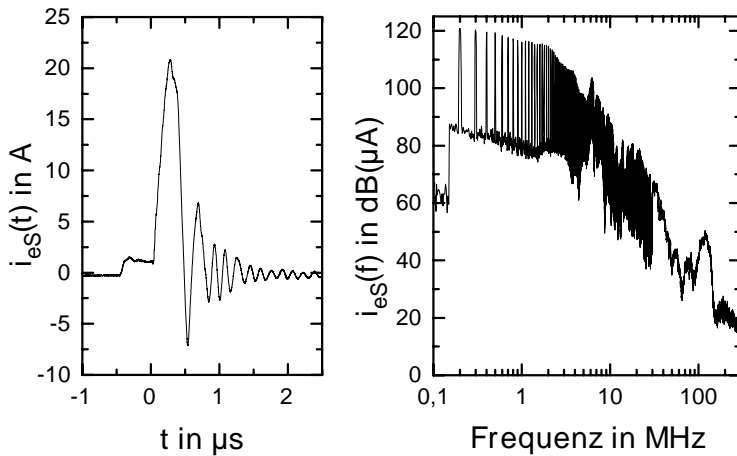


Bild 4.6: Gegentaktstrom i_{es} an den Klemmen der Spaltschleife (Meßpunkte siehe Bild 4.3).
Links: Zeitverlauf. Rechts: Spektrum

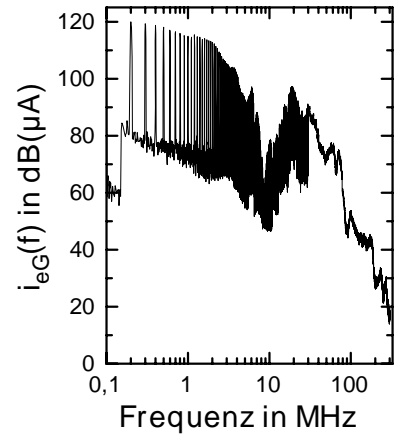


Bild 4.7: Gegentaktstrom i_{eG} am Ausgang des Generators (Spektrum).

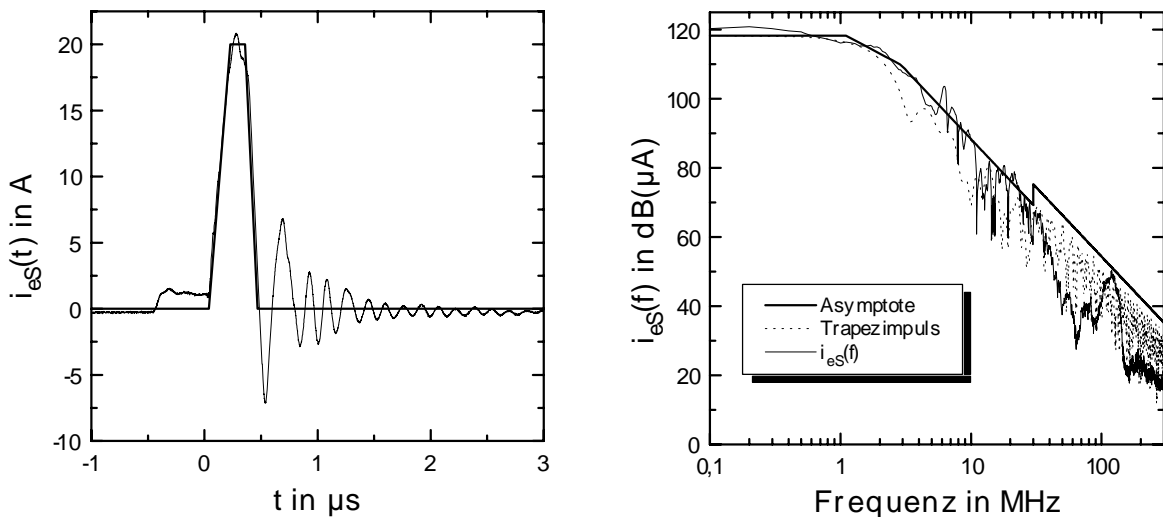


Bild 4.8: Näherung des Stromverlaufes an den Klemmen der Spaltschleife durch Trapezimpuls und daraus berechnetes Spektrum. In das Spektrum und seine Asymptoten ist der Einfluß der Meßbandbreite bereits eingerechnet (Gl. 2.10). Aus den Linienspektren von Trapezimpulsfolge und Spaltschleifenstrom i_{es} wurden zur besseren Übersicht Hüllkurven gebildet.

b) Versorgungsstrom der Leistungsstufe

Während der Anstiegsphase des Impulses wird dem Zwischenkreis (C_1, C_3 ; Bild 4.3) Energie entzogen, während der Fallzeit zurückgespeist. Bei jedem Impuls wird eine parasitäre Resonanz angeregt, und es zeigt sich eine ausgeprägte Schwingung mit einer Frequenz von ungefähr 2MHz (Bild 4.9). Richtung Netzanschluß bewirkt der niederinduktive Elektrolytkondensator C_1 des Zwischenkreises breitbandig eine deutliche Schwächung des Signales, so daß auf der Leitung vom Zwischenkreis zum Netztransformator nur noch weitaus geringere Strompegel zu messen sind (Bild 4.10).

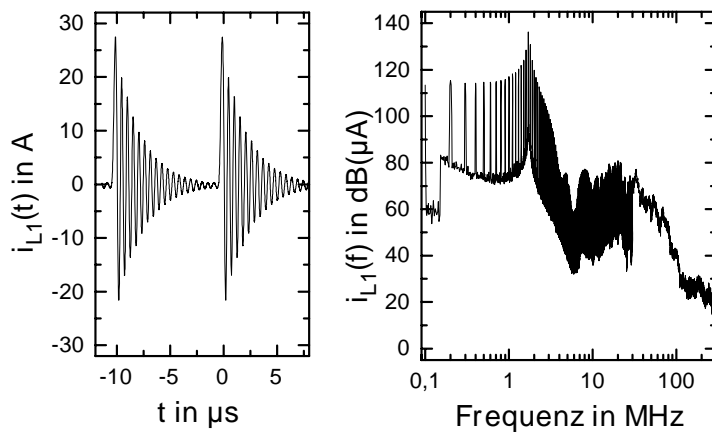


Bild 4.9: Strom i_{L1} zwischen Zwischenkreiselko C_1 und Leistungsstufe (Messpunkte siehe Bild 4.3).

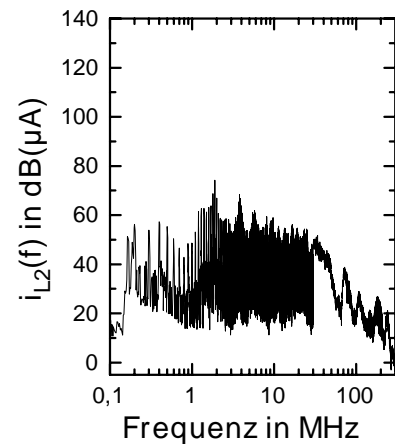


Bild 4.10: Strom i_{L2} zwischen Netztransformator und Zwischenkreis.

Neben den durch Schaltungsfunktion vorgegebenen Signalgrundparametern können parasitäre **Resonanzen** die EMV beeinträchtigen. An jeder Resonanz sind prinzipiell alle verkoppelten Energiespeicher beteiligt. Eine Zuordnung zu konkreten Schaltungskomponenten ist jedoch näherungsweise möglich, wenn durch unterschiedliche Größenordnungen der Einfluß einzelner Elemente dominiert.

Resonanzen im **Niederfrequenzbereich** können sich durch die Wechselwirkung von Kondensatoren mit Drosseln, Transformatoren oder der Induktivität des Versorgungsnetzes ergeben. Im vorliegenden Versuchsaufbau werden derartige Resonanzen nicht angeregt.

Bei **höheren Frequenzen** (typisch: einige MHz bis einige 10MHz) bilden sich Resonanzkreise aus den Verdrahtungsinduktivitäten und den Kondensatoren oder parasitären Halbleiterkapazitäten. Im Versuchsaufbau ist dem Versorgungsstrom eine nur schwach gedämpfte 2MHz-Schwingung überlagert (Bild 4.9). Der parasitäre Resonanzkreis wird im wesentlichen durch den Zwischenkreis-Elektrolytkondensator C_1 , den Abblockkondensator C_3 und die dazwischenliegende Verbindungsleitung mitsamt Anschlußverdrahtung gebildet (Bild 4.11). Die Leitung, die Verdrahtung sowie bei dieser Frequenz auch der Elektrolytkondensator wirken induktiv, der Abblockkondensator kapazitiv.

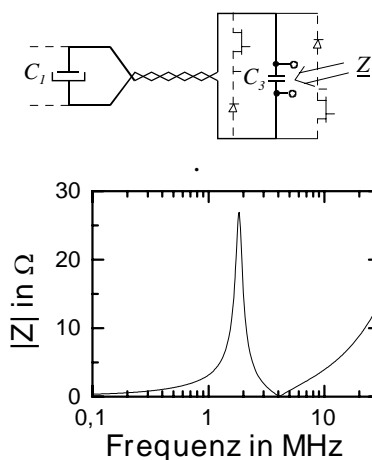


Bild 4.11: Impedanz von Abblockkondensator C_3 und Zwischenkreiselko C_1 mitsamt Verbindungsleitung und Anschlußverdrahtung; übrige Schaltung war bei Messung abgetrennt.
Messpunkt: Anschlußfahnen des Abblockkondensators C_3 (Schaltung siehe Bild 4.3).

Links in Bild 4.12 ist der Innenwiderstand des Generators aufgetragen, wie er an den Ausgangsklemmen des Generators bei abgeklemmter Spaltzuleitung meßbar ist. Der Vergleich mit der bei kurzgeschlossenen Halbleitern durchgeführten Messung zeigt, daß die

Halbleiter hier bis zu einer Frequenz von ca. 70MHz Einfluß auf die Impedanz und die Resonanzen nehmen. Für höhere Frequenzen wirken die Halbleiter durch ihre parasitären Kapazitäten auch im gesperrten Zustand als Kurzschluß, und der Generator-Innenwiderstand wird ausschließlich durch die Verdrahtung bestimmt. Die im spannungsfreien Zustand durchgeführte Kleinsignalmessung kann jedoch nur als äußerst grobe Orientierung dienen, da die Halbleiterimpedanzen vom Schaltzustand und von der anliegenden Spannung abhängig sind.

Das im Zeitbereich deutlich erkennbare Nachschwingen des Nadelimpulses (*Bild 4.6*) wird durch Ladungsspeichereffekte in den Halbleitern in Zusammenarbeit mit den Verdrahtungsinduktivitäten verursacht.

Das mittlere Diagramm in *Bild 4.12* zeigt die Eingangsimpedanzen der Spaltschleife und der mit der Spaltschleife abgeschlossenen Spaltzuleitung. Zum Vergleich ist die Eingangsimpedanz der am Ende leerlaufenden Spaltzuleitung miteingezeichnet. Unterhalb von 3MHz wirkt die Spaltzuleitung lediglich als zusätzliche Induktivität in Reihe zur Spaltschleife. Bei 9MHz bildet die Induktivität der Spaltschleife gemeinsam mit der Leitungskapazität einen Parallelresonanzkreis.

Oberhalb von 30MHz ist die Impedanz der Spaltschleife groß gegenüber dem Wellenwiderstand der Leitung. Die Eingangsimpedanz der mit der Spaltschleife abgeschlossenen Leitung entspricht hier weitgehend der Eingangsimpedanz der leerlaufenden Leitung.

Bei **hohen Frequenzen** (typisch: einige 10MHz bis einige 100MHz) treten schließlich Leitungsresonanzen auf. So geht beim vorliegenden Aufbau die Spaltzuleitung bei Vielfachen von ca. 40MHz abwechselnd in Serien- bzw. Parallelresonanz.

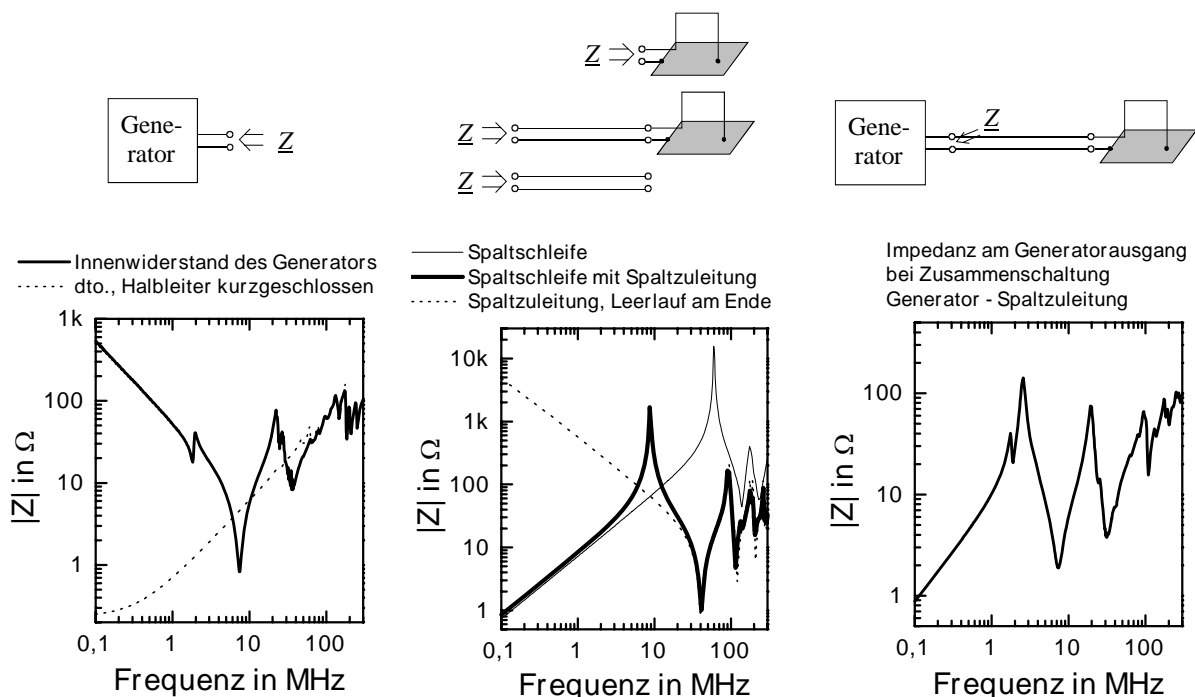


Bild 4.12: Impedanzverläufe im Ausgangspfad des Generators:

Links: Innenwiderstand des Generators (gemessen an Generatorausgangsklemmen bei abgetrennter Spaltzuleitung).

Mitte: Eingangsimpedanzen von Spaltschleife und Spaltzuleitung (vom Generator aus gesehen).

Rechts: Impedanz an den Generator-Ausgangsklemmen bei Anschluß von Spaltzuleitung und Spaltschleife.

4 Leitungsggebundene Signale in der Funkenerosionsanlage

Rechts in *Bild 4.12* ist der Impedanzverlauf dargestellt, der über den Generator-Ausgangsklemmen zu messen ist, wenn Spaltzuleitung und Spaltschleife an den Generator angeschlossen sind. Durch die Parallelschaltung beider resonanter Strukturen verschieben sich Resonanzen, und es können neue Resonanzen hinzutreten. Die sich bei der Zusammenschaltung ergebende 20MHz-Resonanz des Gesamtsystemes korrespondiert mit einem Maximum im Stromspektrum am generatorseitigen Ende der Spaltzuleitung (*Bild 4.7*).

Zusammenfassend bietet *Bild 4.13* eine Übersicht über die Energiespeicher, die in den verschiedenen Frequenzbereichen typischerweise zu Resonanzen beitragen; die Frequenzskala ist als grober Richtwert zu verstehen.

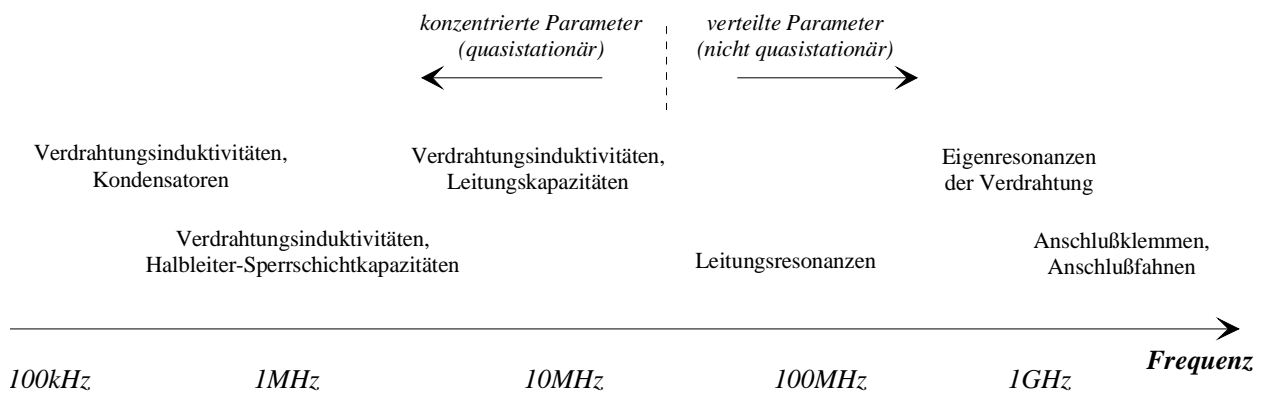


Bild 4.13: Dominierende Elemente bei Resonanzen in Funkenerosionsgeneratoren.

4.1.4 Ersatzschaltbild für Gegentaktsignale

Die Entstehung von Gegentaktsignalen im Versuchsaufbau läßt sich durch ein Ersatzschaltbild nach *Bild 4.14* modellieren. Den netzseitigen Abschluß bilden die Gleichspannungszwischenkreise. Ihre induktivitätsarmen Elektrolytkondensatoren stellen für Hochfrequenz nahezu einen Kurzschluß dar und können als definierte Abschlußimpedanzen des Gegentaktmodelles dienen.

Die Impedanzverläufe der passiven **Bauelemente** werden durch Messung bestimmt und unter Nutzung der Ausgleichsrechnung in RLC-Ersatzschaltbilder umgesetzt (Abs. 3.1). Die Elektrolytkondensatoren des Zwischenkreises werden als Reihenschaltung aus ihrer Eigeninduktivität, ihrem Verlustwiderstand und einer Gleichspannungsquelle modelliert. Für die Dioden wird ein Modell nach [LC91] genutzt (Abs. 3.2.2), für die Transistoren ein vom Hersteller *International Rectifier* bereitgestelltes Modell. Wie die Simulation zeigt, nehmen die Kühlkörperkapazitäten der Bauelemente (Halbleiter und Zündvorwiderstände) auf die Gegentaktsignale kaum Einfluß. Im Gegentaktmodell werden die Kühlkörperkapazitäten vernachlässigt.

Die **elektrisch kurzen Leitungen** von den Zwischenkreisen zur Halbbrücke werden durch ihre Induktivitäten und ihre Leiterwiderstände nachgebildet. Die Leitungskapazitäten zeigen hier keinen Einfluß auf das Simulationsergebnis und bleiben unberücksichtigt. Der Induktivitätsbelag wird an einer elektrisch kurzen Probeleitung gemessen. Bedeutung kommt den Leitungsverlusten bei der Dämpfung der im Versuchsaufbau sehr ausgeprägten Zwischenkreisresonanz zu (vgl. *Bild 4.9*). Der Widerstandsbelag wird daher für die Zwischenkreis-Resonanzfrequenz von 2MHz unter Berücksichtigung des Skin-Effektes errechnet.

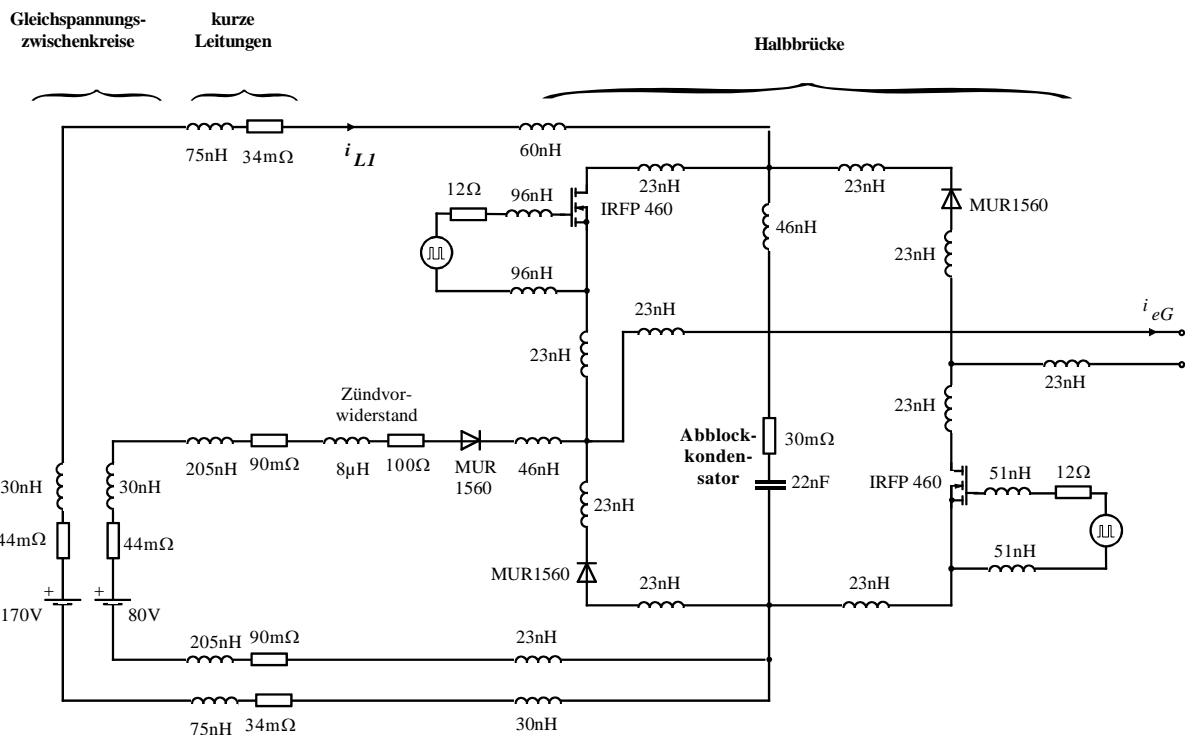


Bild 4.14: Gegentaktmodell für den Hochstrom-Nadelimpulsgenerator.

Die **Verdrahtung der asymmetrischen Halbbrücke** ist derart ausgeführt, daß die Kommutierungspfade vier gleiche Quadrate bilden (*Bild 4.15*). Die Induktivität jedes Pfades teilt sich durch die symmetrische Geometrie gleichmäßig auf die Zweige auf. Zur Induktivitätsberechnung wird die PEEC-Methode (Abs. 3.3.2) eingesetzt, die eine Berücksichtigung des Kühlkörpereinflusses durch Spiegelung ermöglicht. Die parasitären Kapazitäten der Verdrahtung sind vernachlässigbar gering. Auf Grund der kurzen Leiterlängen sind die Leiterwiderstände auch bei Berücksichtigung des Skin-Effektes klein. Sie zeigen keinen Einfluß auf das Simulationsergebnis und werden vernachlässigt.

Die Schaltgeschwindigkeit der Transistoren hängt wesentlich von den Parametern der **Gate-Stuerkreise** ab. In das Modell sind deren Leitungsinduktivitäten einbezogen.

Zum Innenwiderstand der Treiberschaltung liefert neben dem Gate-Vorwiderstand auch der Treiberschaltkreis einen Beitrag. Die Ermittlung erfolgt experimentell, indem die Treiberschaltung am Ausgang statt mit der nichtlinearen Gate-Kapazität mit einem Kondensator gleicher Größenordnung abgeschlossen wird. Aus den gemessenen Zeitkonstanten des Spannungsanstiegs und -abfalls ergibt sich der Innenwiderstand der Treiberschaltung. Der im High- und im Low-Zustand unterschiedliche Innenwiderstand der Treiberschaltung ließe sich im Modell durch Umschaltung zwischen zwei verschiedenen Gate-Vorwiderständen nachbilden (*Bild 4.16*). Hier erweist es sich jedoch als ausreichend, den Mittelwert einzusetzen.

In den PSpice-Halbleitermodellen sind die Induktivitäten der Anschlußfahnen nicht berücksichtigt. Sie sind klein gegenüber den restlichen Verdrahtungsinduktivitäten. Der Induktivität des Source-Anschlusses kommt dennoch Bedeutung zu, da sie eine galvanische Kopplung zwischen Last- und Steuerkreis bewirkt. Je nach Schaltgeschwindigkeit des Transistors tritt eine Mit- oder eine Gegenkopplung auf [MUR95]. Im vorliegenden Fall wirkt die Induktivität als Gegenkopplung. Der Effekt ist jedoch hier gering und wird im Modell vernachlässigt.

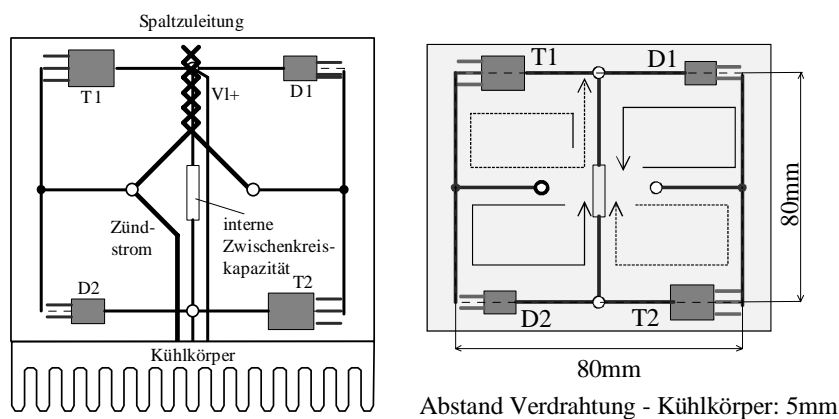


Bild 4.15: Verdrahtung der asymmetrischen Halbbrücke und vom Strom eingeschlossene Flächen.

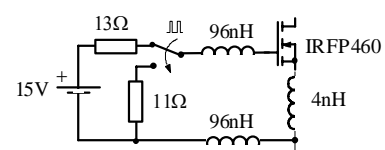


Bild 4.16: Erweitertes Modell eines Gate-Stuerkreises (hier nicht eingesetzt).

Das Gegentaktdmodell für Spaltschleife und Spaltzuleitung ist in *Bild 4.17* gezeigt. Die Impedanz der **Spaltschleife** wird durch ein RLC-Ersatzbild modelliert. Die Parametrierung erfolgt unter Zuhilfenahme der Ausgleichrechnung [GW98].

Die **Spaltzuleitung** wird durch ein Leitungsmodell aus retardiert gesteuerten Quellen nachgebildet, das in PSpice als Bauelement zur Verfügung steht. Induktivitäts- und Kapazitätsbelag werden durch Leerlauf- und Kurzschlußversuch ermittelt. Widerstands- und

Leitwertbelag sind durch frequenzabhängige Elemente modelliert, die zur Reduzierung des Simulationsaufwandes an beiden Leitungsenden konzentriert nachgebildet sind (Abs. 3.3.1).

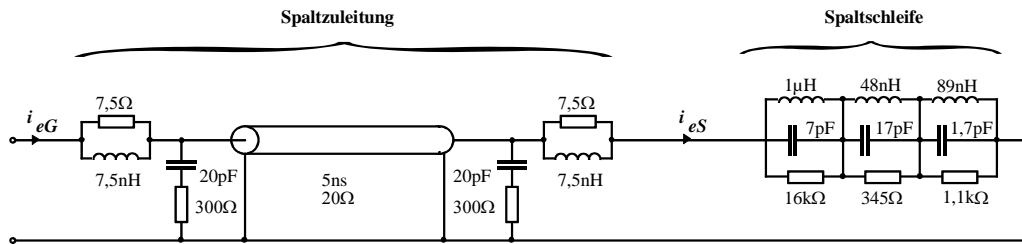


Bild 4.17: Gegentaktmodell für Spaltzuleitung und Spaltschleife.

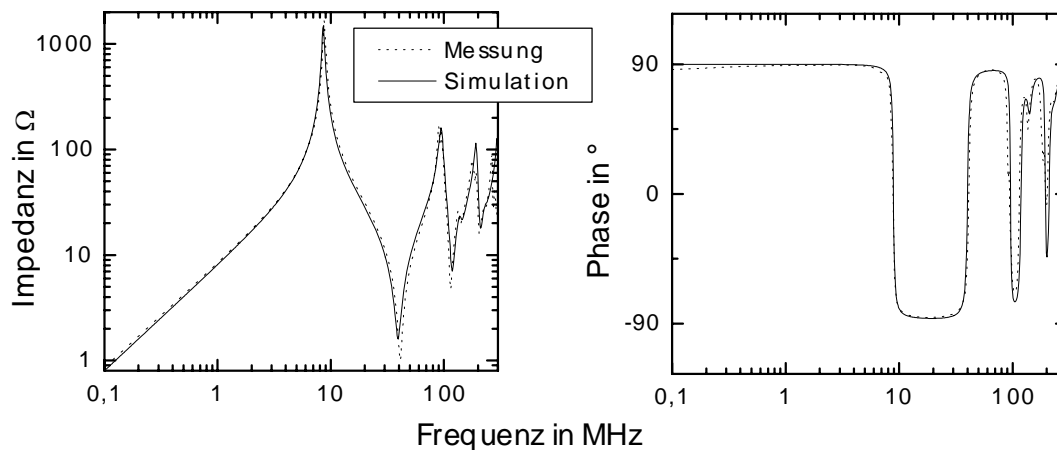


Bild 4.18: Gemessene und simulierte Eingangsimpedanz der mit der Spaltschleife abgeschlossenen Spaltzuleitung.

Zur **Überprüfung des angegebenen Ersatzschaltbildes** wird eine Schaltungssimulation mit dem Simulationsprogramm *PSpice* durchgeführt. Beim Vergleich von simulierten und gemessenen Spektren sind hier folgende Punkte zu beachten:

- Der Meßempfänger gibt Effektivwerte aus, die Fouriertransformation des Simulationsprogrammes dagegen Spitzenwerte. Für eine bessere Vergleichbarkeit sind die dargestellten Simulationsergebnisse durch Subtraktion von 3dB bereits auf Effektivwerte umgerechnet.
- Bei Frequenzen oberhalb von 30MHz liegen jeweils zwei benachbarte Spektrallinien innerhalb der Bandbreite des Meßempfängers (Abs. 2.1.3). Die einzelnen Spektrallinien werden hier im Meßergebnis nicht mehr aufgelöst. In die Simulationsergebnisse ist die Bandbreite eingerechnet, indem die innerhalb Bandbreite liegenden Spektrallinien jeweils aufsummiert sind.

Bilder 4.19 und 4.20 zeigen die simulierten Ströme durch Spaltschleife und Spaltzuleitung, Bild 4.21 zeigt den simulierten Strom durch die Versorgungsleitung der Leistungsstufe. Der Vergleich mit den Meßergebnissen zeigt, daß die wesentlichen Effekte wiedergegeben werden.

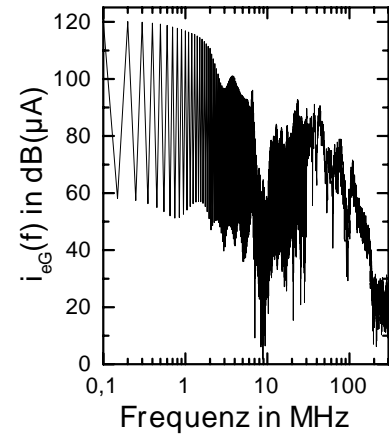
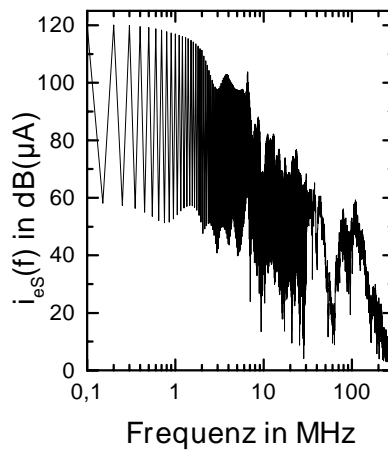
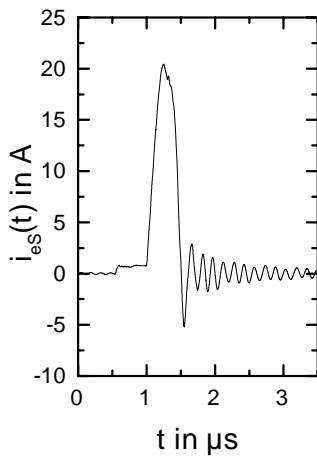


Bild 4.19: Simulierter Gegentakstrom i_{eS} an den Klemmen der Spaltschleife. (vgl. Messung, Bild 4.6).

Bild 4.20: Simulierter Gegentakstrom i_{eG} am generatorseitigen Ende der Spaltzuleitung (vgl. Messung, Bild 4.7)

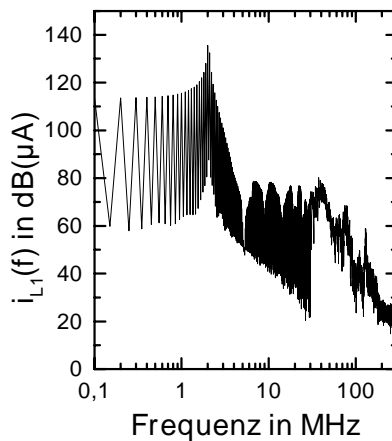
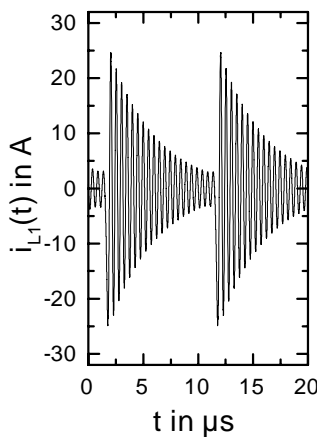


Bild 4.21: Simulierter Strom i_{L1} auf der Versorgungsleitung der Leistungsstufe (vgl. Messung, Bild 4.9).

Für eine Beschreibung im unteren Frequenzbereich ist ein stark vereinfachtes **quasistationäres Modell** für Spaltschleife und Spaltzuleitung ausreichend (Bild 4.22). Die Spaltschleife wird durch ihre Induktivität repräsentiert. Die Spaltzuleitung wird lediglich durch ihre Kapazität nachgebildet. Die Leitungsinduktivität ist klein gegen die Induktivität der Spaltschleife und kann hier ebenso wie die Leitungsverluste vernachlässigt werden. Für tiefe und mittlere Frequenzen zeigen die Simulationsergebnisse eine gute Übereinstimmung, entsprechend der Struktur des Modelles wird jedoch die Resonanz der Spaltzuleitung nicht mehr wiedergegeben.

4 Leitungsgebundene Signale in der Funkenerosionsanlage

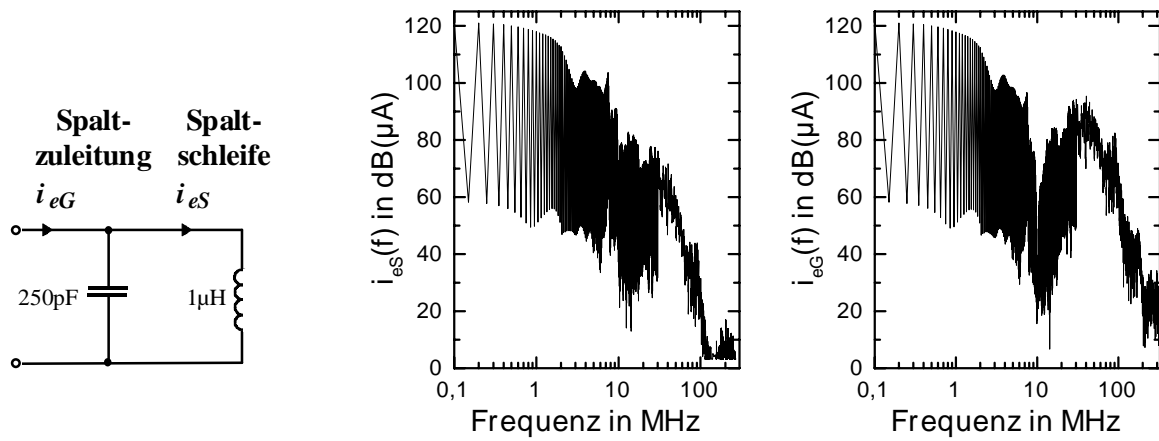


Bild 4.22: Quasistationäres Modell für Spaltschleife und Spaltzuleitung.

Links: Ersatzschaltbild (vgl. Bild 4.17).

Mitte: Simulierter Gegentaktstrom an den Klemmen der Spaltzuleitung.

Rechts: Simulierter Gegentaktstrom am generatorseitigen Ende der Spaltzuleitung.

4.1.5 Gleichtaktsignale im Hochstrom-Nadelimpulsgenerator

Die Entstehung von Gleichtaktströmen im Hochstrom-Nadelimpulsgenerator ist in *Bild 4.23* schematisiert dargestellt. Zur Vereinfachung ist der Zündkreis hier nicht eingezeichnet.

Unmittelbar durch die Schaltvorgänge führen Spaltzuleitung und Maschinentisch eine breitbandige Spannung gegen Erde und gegen den mit Schaltungsmasse verbundenen Kühlkörper (**Konversion Gegentaktspannung in Gleichtaktstrom**, siehe $u_1(t)$ in *Bild 4.23*). Es bilden sich Gleichtaktstrompfade über den Maschinentisch und die parasitären Kühlkörperkapazitäten der Leistungshalbleiter. Wichtige Stromzweige bilden ferner die Transistortreiber und ihre Spannungsversorgungen, deren Massepotentiale direkt mit den Source-Anschlüssen der Leistungstransistoren verbunden sind.

Durch die hohen Stromanstiegsgeschwindigkeiten entstehen über der Leitung zur Versorgung des Generatorleistungsteiles, über den Verdrahtungsinduktivitäten der asymmetrischen Halbbrücke und über der Spaltzuleitung induktive Spannungsabfälle, die ebenfalls Potentialdifferenzen und Gleichtaktströme zur Folge haben (**Konversion Gegentaktstrom in Gleichtaktstrom**, siehe $u_2(t)$ in *Bild 4.23*).

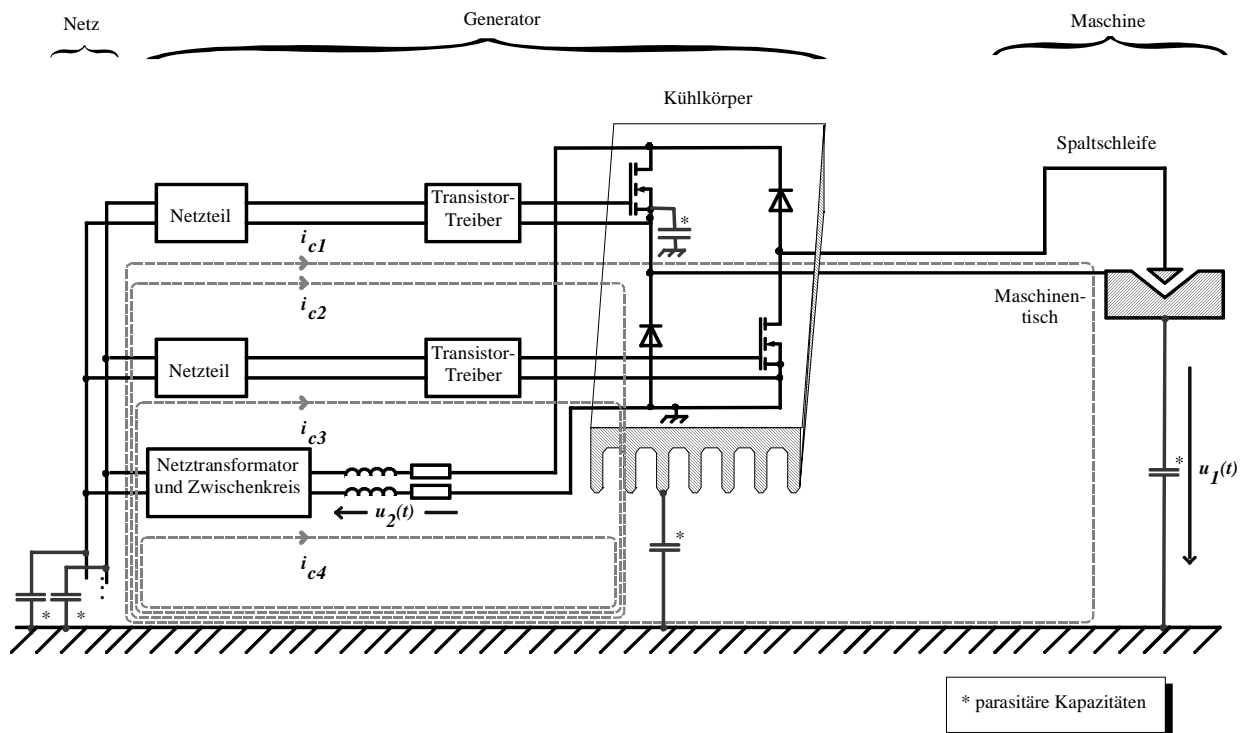


Bild 4.23: Entstehung von Gleichtaktströmen beim Hochstrom-Nadelimpulsgenerator (grob schematisiert, quasistationäre Betrachtungsweise). Die Gleichtaktströme sind als System linear unabhängiger Maschenströme dargestellt.

Der **Meßaufbau** zur Untersuchung der Gleichtaktsignale ist in *Bild 4.24* gezeigt. Die für die Untersuchung der Gegentaktsignale vorgenommene Symmetrierung ist aufgehoben. Zur Sicherstellung definierter Ausbreitungsbedingungen für Gleichtaktsignale ist der Meßaufbau über einer Bezugsmasseplatte aus Aluminium angeordnet. Die Masseplatte repräsentiert gleichzeitig das Gehäuse der realen Maschine.

Das **Spektrum** eines Gleichtaktstromes ist bestimmt durch das Spektrum der ursächlichen Potentialdifferenz sowie durch den Impedanzverlauf des Gleichtaktstrompfades. Sowohl Gegentaktresonanzen als auch Resonanzen des Gleichtaktstrompfades schlagen sich daher im Spektrum nieder.

Die **Zeitverläufe** der Gleichtaktströme sind wenig charakteristisch. Sie ergeben sich als Überlagerung mehrerer gedämpfter Schwingungen, die jeweils durch die Schaltvorgänge angeregt werden (*Bild 4.25*).

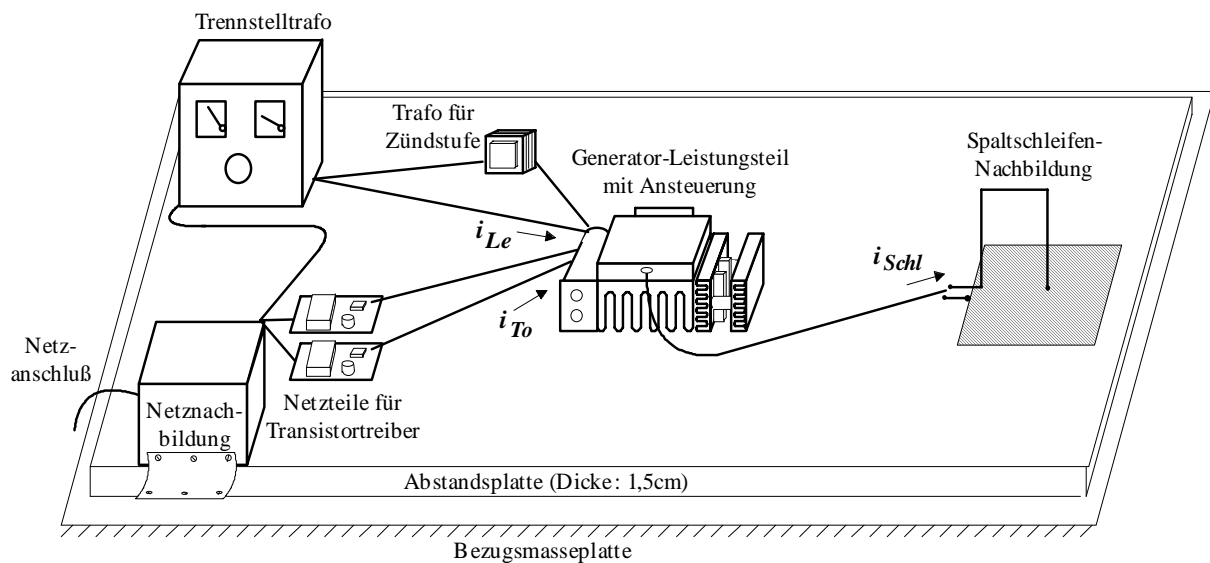


Bild 4.24: Meßaufbau zur Untersuchung der Gleichtaktströme und Meßpunkte.

Der **Gleichtaktstrom auf der Spaltzuleitung** bildet eine wesentliche Strahlungsquelle. Ab ca. 30MHz ist die Spaltzuleitung nicht mehr kurz gegen die Wellenlänge, und die Ortsabhängigkeit der Stromamplitude muß berücksichtigt werden. *Bild 4.25* zeigt den Gleichtaktstrom, der am spaltschleifenseitigen Ende der Leitung gemessen wurde. Bedingt durch die große Erdkapazität des Maschinentisches (bzw. im Versuchsaufbau dessen Nachbildung) treten hohe Pegel auf: Oberhalb von ca. 10MHz erreicht der Gleichtaktstrom dieselbe Größenordnung wie der Gegentaktstrom (*Bild 4.6*).

Die **Gleichtaktströme zum Netz hin** bewirken Störspannungen am Netzanschluß und tragen ebenfalls zur Abstrahlung bei. Auf den Versorgungsleitungen der Transistortreiber erreichen die Gleichtaktströme dieselbe Größenordnung wie auf den Versorgungsleitungen der Leistungselektronik selbst (*Bild 4.26*). Die Gleichtaktströme auf den Treiber-Versorgungsleitungen sind für oberen und unteren Brückentransistor nahezu gleich groß.

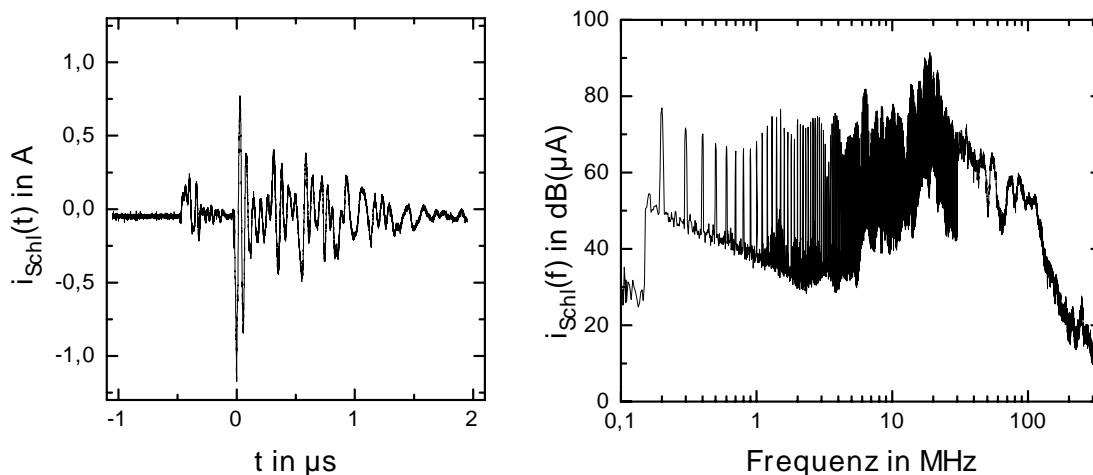
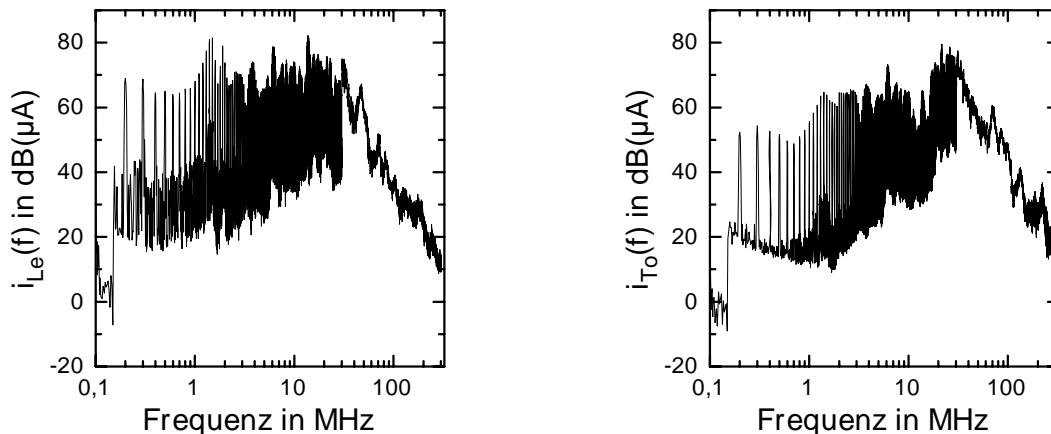


Bild 4.25: Gleichtaktstrom i_{Schl} am Ende der Spaltzuleitung (Meßpunkte siehe Bild 4.24).



*Bild 4.26: Gleichtakströme zum Netzanschluß hin (Meßpunkte siehe Bild 4.24):
Links: Gleichtaktstrom i_{Le} auf der Leitung zwischen Trafo und Gleichrichter der Leistungsstufe.
Rechts: Gleichtaktstrom i_{To} auf der Versorgungsleitung eines Transistortreibers (hier: oberer Brücken-zweig).*

4.1.6 Ersatzschaltbild für Gleichtaktsignale

Die **Grobstruktur** des Ersatzschaltbildes zur Wiedergabe der Gleichtaktstrom-Entstehung ist in *Bild 4.27* gezeigt. Als Kern dient das Gegentaktmodell des Generator-Leistungsteiles. Es bilden sich Gleichtaktzweige über

- Spaltzuleitung und Maschinentisch,
- die Versorgung der Leistungselektronik,
- die Versorgung der Transistortreiber und
- den Kühlkörper.

Die Ausbreitung von Gleichtaktströmen auf einer Doppelleitung über einer leitenden Grundfläche läßt sich durch eine Fünfpol- oder durch eine Zweipolstruktur beschreiben. Die Fünfpolstruktur berücksichtigt Gleich- und Gegentaktmoden und gibt auch die Gleichtakt-Gegentaktkonversion wieder. Die Zweipolstruktur faßt die beiden Leiter der Doppelleitung zu einem gemeinsamen Leiter zusammen. Der Gegentaktmodus ist kurzgeschlossen, so daß nur die Ausbreitung des Gleichtaktmodus erfaßt wird.

Für die Spaltzuleitung wird eine Fünfpol-Beschreibung gewählt. Bei den übrigen Signalausbreitungspfaden ist im wesentlichen der Gleichtakt-Modus für die EMV relevant, hier kann vereinfachend auf die Zweipoldarstellung zurückgegriffen werden.

a) Gleichtaktzweig über Spaltzuleitung und Maschinentisch

Am generatorseitigen Ende der **Spaltzuleitung** vergrößert sich ihr Abstand zur Masseplatte zunächst (*Bild 4.28*, Leitungsabschnitt 2), bevor die Leitung dann mit geringem Abstand über dem Kühlkörper verläuft (Abschnitt 3). Der unebenen Führung der Spaltzuleitung wird Rechnung getragen, indem ihr Modell in Abschnitte mit verschiedenen Gleichtakt-Wellenwiderständen untergliedert wird. Die Parametrierung erfolgt an Hand der Sprungantwort, die mit Hilfe eines Reflektometers gemessen ist (*Bild 4.29*).

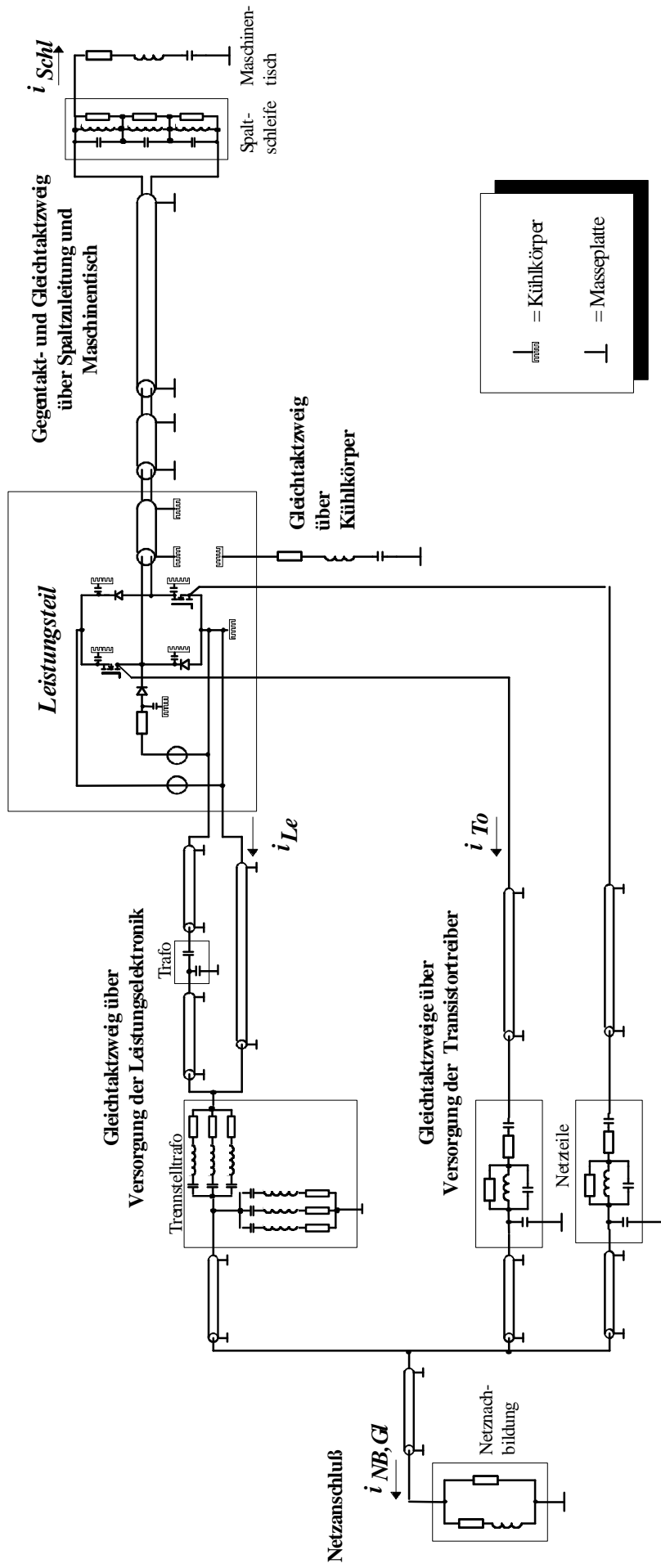


Bild 4.27: Grobstruktur des Gleichtaktmodells.

Die elektrisch kurzen Leitungsabschnitte 2 und 3 werden durch Modelle aus konzentrierten Elementen nachgebildet. Jeder Abschnitte ist in 5 gleiche Segmente unterteilt (Bild 4.30). Um den Energieverlust zu erfassen, der bei den Mehrfachreflexionen zwischen den einzelnen Leitungsabschnitten auftritt, wird der Skin-Effekt durch LC-Glieder 1.Ordnung angenähert. Leitungsabschnitt 1 wird durch ein Mehrfachleitungsmodell mit retardiert gesteuerten Quellen nachgebildet, das von PSpice zur Verfügung gestellt wird. Die Leitungsverluste werden durch konzentrierte LC- und RC-Glieder an beiden Leitungsenden beschrieben (Abs. 3.3.1).

Zwischen **Maschinentischnachbildung** und Masseplatte bildet sich Hohlraumresonanzen bei den Frequenzen

$$f_{m,n,p} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\frac{m}{l_x^2} + \frac{n}{l_y^2} + \frac{p}{l_z^2}} \quad (\text{Gl. 4.1})$$

mit: $m = 0, 1, 2, \dots; n = 0, 1, 2, \dots; p = 0, 1, 2, \dots$

aus, wobei l_x, l_y, l_z die Kantenlängen des Hohlraumes sind und m, n, p die Ordnung der Resonanz angeben. Bei den vorliegenden Abmessungen zeigt sich im Impedanzverlauf die erste Resonanz bei 40MHz. Sie wird im Modell durch einen gedämpften Reihenschwingkreis wiedergegeben.

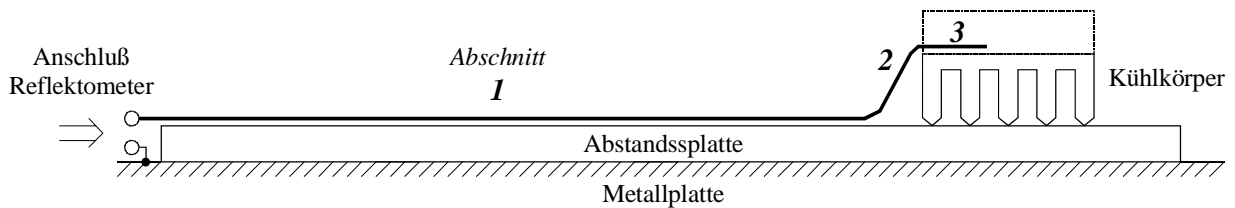


Bild 4.28: Verlegung der Spaltzuleitung (Skizze des Höhenprofils).

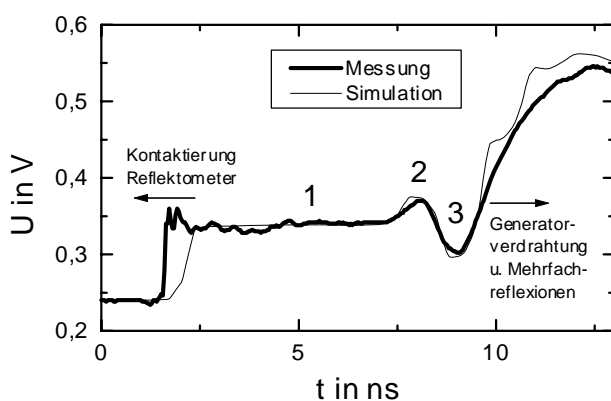


Bild 4.29: Sprungantwort der Spaltzuleitung bei Gleichaktanregung.

Meßpunkt: spaltschleifenseitiges Leitungsende (Spaltschleife nicht angeschlossen).

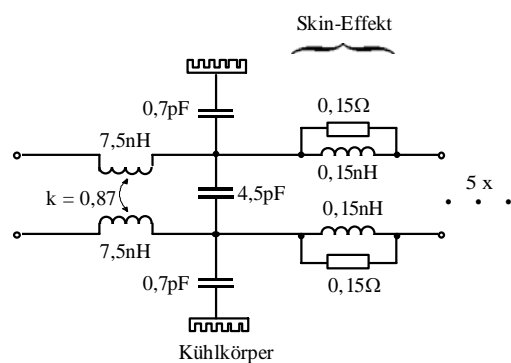


Bild 4.30: Modell aus konzentrierten Elementen für ein Einzel-Segment der Spaltzuleitung (Leitungsabschnitt 3).

b) Gleichtaktzweig über Versorgung der Leistungselektronik

Die **Leitung** zur Versorgung der Leistungsstufe wird durch ein Leitungsmodell mit retardiert gesteuerten Quellen nachgebildet. Die Leitungen zur Versorgung der Zündstufe und die Netzzuleitung zum Trennstelltrafo werden in 10cm lange Segmente aus konzentrierten Elementen zerlegt. Die Widerstandsbelag wird für jede Leitung durch Widerstände an beiden Leitungsenden wiedergegeben. Der Skin-Effekt ist eingerechnet; als Frequenz ist die $\lambda/4$ -Resonanz der jeweiligen Leitung angesetzt.

Das Gleichtaktverhalten der **Transformatoren** wird durch L-förmige Strukturen modelliert, die die Primär-Sekundärimpedanz und die Impedanz der innenliegenden Primärwicklung zur Masseplatte berücksichtigen. Bei der Messung der Impedanzverläufe sind Primär- und Sekundärwicklung jeweils in sich kurzgeschlossen. Das Hochfrequenzverhalten des Trafos für die Zündstufe ist durch dessen parasitäre Kapazitäten ausreichend beschrieben. Die kompliziertere Struktur des Trennstelltrafos wird in ein Modell aus gedämpften Reihenschwingkreisen umgesetzt, das mit Hilfe der Ausgleichsrechnung parametrisiert ist [Gör02].

c) Gleichtaktzweig über Versorgung der Transistortreiber

Die **Leitungen** werden in 10cm lange Abschnitte segmentiert und durch konzentrierte Elemente nachgebildet. Die Widerstandsbeläge sind für die $\lambda/4$ -Resonanz der jeweiligen Leitung berechnet und durch Widerstände an beiden Leitungsenden berücksichtigt.

Die Primär-Sekundär-Impedanz der **Netzteile** für die Transistortreiber wird durch ein RLC-Ersatzschaltbild modelliert, das mit Hilfe der Ausgleichsrechnung parametrisiert ist. Bei der Impedanzmessung sind die Eingangsklemmen des Netzteiles kurzgeschlossen, ebenso die Ausgangsklemmen. Die Impedanz der nichtlinearen Bauelemente kann gegenüber den restlichen Gleichtakt-Impedanzen vernachlässigt werden. Bei der Impedanzmessung sind die nichtlinearen Bauelemente gebrückt. Neben der Primär-Sekundärimpedanz des Netzteiles wird die Kapazität des Transformators zur Masseplatte berücksichtigt.

d) Gleichtaktzweig über Kühlkörper

Die parasitären Kapazitäten zwischen den Bauelementen und ihrem Kühlkörper werden im Modell berücksichtigt; die Streukapazitäten der Verdrahtung sind dagegen vernachlässigbar.

Zwischen Kühlkörper und Masseplatte bildet sich eine Hohlraumresonanz. Die zwischen Kühlkörper und Masseplatte gemessene Impedanz wird durch einen gedämpften Reihenschwingkreis nachgebildet.

Das **Simulationsergebnis** für den Gleichtaktstrom am Ende der Spaltzuleitung ist in *Bild 4.31* dargestellt. *Bild 4.32* zeigt simulierte Gleichtaktströme vom Generator in Richtung Netzanschluß. Die zufriedenstellende Übereinstimmung mit den Meßergebnissen aus Abs. 4.1.5 belegt, daß die wesentlichen Mechanismen im Modell erfaßt sind.

4 Leitungsggebundene Signale in der Funkerosionsanlage

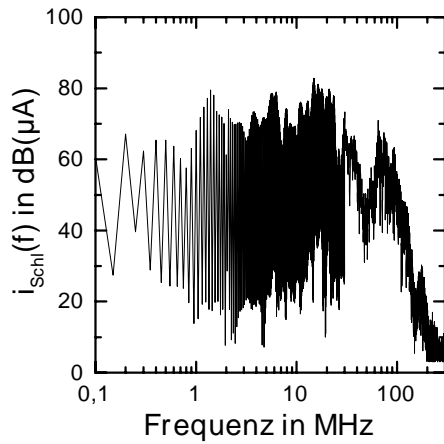


Bild 4.31: Simulierter Gleichtaktstrom am Ende der Spaltzuleitung. (Abgriffpunkt siehe Bild 4.27; vgl. Messung Bild 4.25).

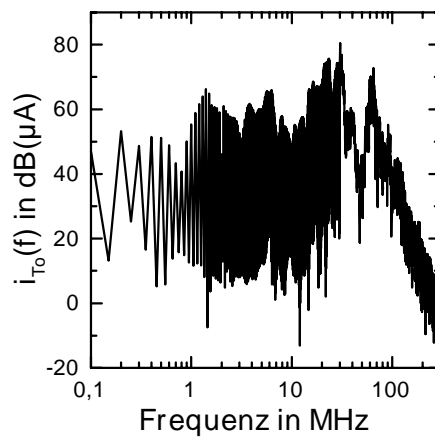
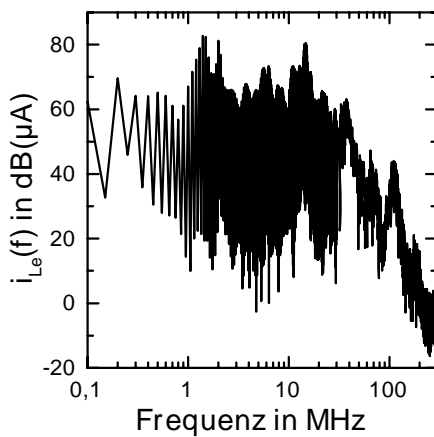


Bild 4.32: Simulierte Gleichtakströme zum Netzanschluß hin:

Links: Gleichtaktstrom i_{L_e} auf der Leitung zwischen Trafo und Gleichrichter der Leistungsstufe.

Rechts: Gleichtaktstrom i_{T_o} auf der Versorgungsleitung eines Transistortreibers. (Abgriffpunkte siehe Bild 4.27; vgl. Messungen Bild 4.26)

4.1.7 Gleichtakt-Gegentaktkonversion

Findet ein Gleichtaktstrom an einem Leitungsende oder im Verlauf der Leitung unsymmetrische Impedanzen gegen Erde bzw. Chassis vor, so bewirkt er ungleiche Spannungsabfälle gegen Erde. Es entstehen eine Gegentaktspannung und ein Gegentaktstrom (Gleichtakt-Gegentaktkonversion).

Bei der Untersuchung der Gegentaktssignale in Abs. 4.1.3 wurden Gleichtaktströme zunächst durch Symmetrierung weitgehend unterdrückt. Durch den Vergleich mit Gegentaktssignalen, die im *unsymmetrierten* Aufbau (Bild 4.24) gemessen werden, läßt sich der Effekt der Gleichtakt-Gegentaktkonversion demonstrieren.

Stark unsymmetrisch abgeschlossen ist die **Spaltzuleitung**. Ihr Pluspol ist direkt mit dem großflächigen Maschinentisch verbunden, der eine große Kapazität gegenüber dem Maschinengehäuse und der Erde (bzw. hier der Bezugsmasseplatte) aufweist.

Im Frequenzbereich unterhalb von 10MHz ist der Gleichtaktstrom i_{Schl} klein gegenüber dem Gegentaktstrom i_{es} (Bilder 4.6, 4.25); der Gegentaktstrom wird durch Gleichtakt-Gegentaktkonversion nicht beeinflußt, wie die Messung zeigt (Bild 4.33). An Bedeutung gewinnt die Gleichtakt-Gegentaktkonversion oberhalb von 50MHz. Bedingt durch die unterschiedlichen Ausbreitungsbedingungen von Gleich- und Gegentaktmodus wird die Resonanz der Spaltzuleitung (bei ca. 100MHz) unschärfer.

In den **Versorgungszweigen für Leistungselektronik und Treiberschaltungen** sind im Versuchsaufbau die Pegel der Gleichtaktströme über den gesamten Frequenzbereich größer oder gleich den Pegeln der Gegentaktströme. Bei den Netztransformatoren unterscheiden sich die Streukapazitäten von innen- und außenliegendem Wicklungsende erheblich; die unsymmetrischen Streukapazitäten der Netztransformatoren sind hier die Hauptursache für Gleichtakt-Gegentaktkonversion.

Bild 4.34 zeigt den Gegentaktstrom durch die Leitung vom Trennstelltrafo zum Gleichspannungszwischenkreis der Leistungsstufe. Der Vergleich mit der Messung am symmetrierten Aufbau belegt, daß hier zumindest für Frequenzen oberhalb von 15MHz die Gleichtakt-Gegentaktkonversion gegenüber der direkten Gegentaktdurchkopplung durch den Gleichspannungszwischenkreis dominiert.

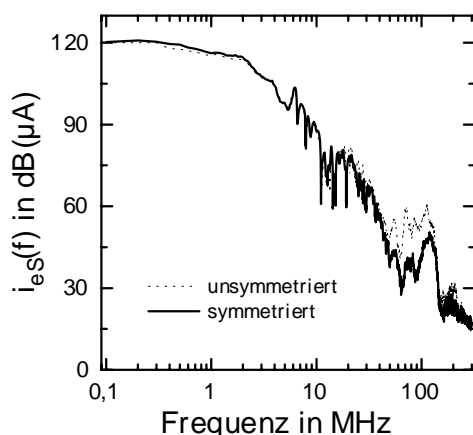


Bild 4.33: Gegentaktstrom i_{es} , gemessen an den Klemmen der Spaltschleife (Hüllkurven; Meßpunkte siehe Bild 4.3).

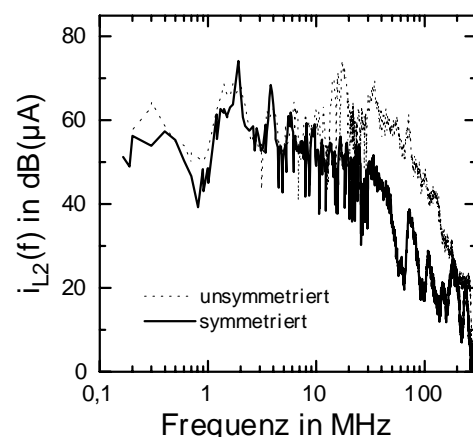


Bild 4.34: Gegentaktstrom i_{L2} , gemessen auf der Leitung zwischen Trennstelltrafo und Zwischenkreis der Leistungsstufe (Hüllkurven).

Die am **Netzanschluß** gegen Erde hervorgerufenen Funkstörspannungen sind in Bild 4.35 gezeigt. Entsprechend dem spezifizierten Frequenzbereich der Netznachbildung sind nur

4 Leitungsgebundene Signale in der Funkerosionsanlage

Frequenzen bis 30MHz dargestellt. Bedingt durch unsymmetrische Streukapazitäten (insbesondere der Netztransformatoren) unterscheiden sich die Funkstörspannungen an beiden Leitern des Netzanschlusses erheblich.

Gleich- und Gegentaktstrom am Netzanschluß erreichen im Frequenzbereich unterhalb von 15MHz dieselbe Größenordnung (Bild 4.36). Für Frequenzen oberhalb von 15MHz überwiegt der Gleichtaktmodus deutlich.

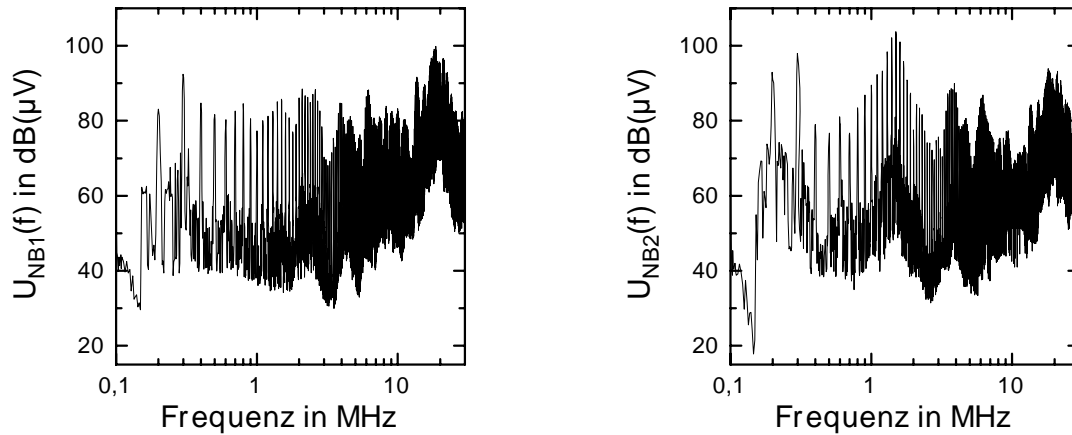


Bild 4.35: Funkstörspannungen zwischen den einzelnen Leitern des Netzanschlusses und der Erde (unsymmetrierter Meßaufbau).

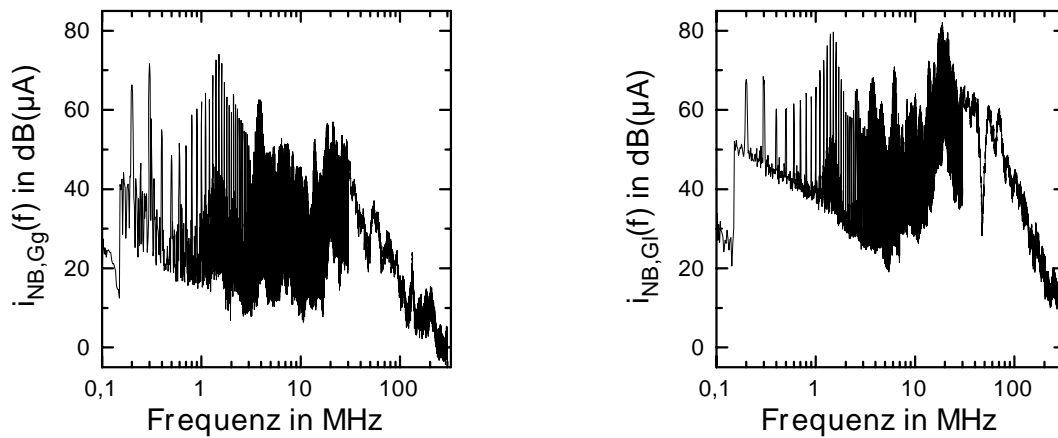


Bild 4.36: Gegentaktstrom (links) und Gleichtaktstrom (rechts) vom Versuchsaufbau in die Netznachbildung (unsymmetrierter Meßaufbau).

4.1.8 Berücksichtigung der Gleichtakt-Gegentaktkonversion im Ersatzschaltbild

Im Ersatzschaltbild nach *Bild 4.27* sind nur für die **Spaltzuleitung** Gleich- und Gegentaktsignale gleichzeitig einbezogen. *Bild 4.37* zeigt den simulierteu Gegentaktstrom an den Klemmen der Spaltschleife bei Berücksichtigung der Gleichtakt-Gegentaktkonversion. Die Aufweitung des Resonanzmaximums in der Umgebung von 100MHz wird vom Modell wiedergegeben.

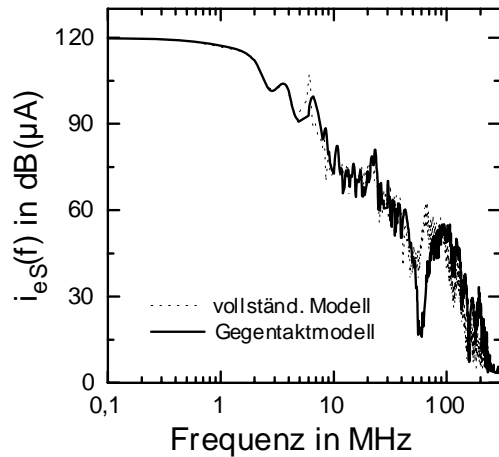


Bild 4.37: Simulierter Gegentaktstrom i_{es} an den Klemmen der Spaltschleife bei Berücksichtigung der Gleichtakt-Gegentaktkonversion (Hüllkurven; vgl. Messung Bild 4.33).

4.2 Signaleinfluß durch den Erodierprozeß

Der Signaleinfluß durch den Funken läßt sich untersuchen, indem die Messungen bei kurzgeschlossenem Funkenspalt mit Messungen bei laufendem Erodierprozeß verglichen werden. Der Vergleich kann sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich erfolgen.

Die Untersuchung im **Zeitbereich** ermöglicht eine Zuordnung zwischen dem Zustand des Funkenspalt und den Signalen. Der durch den Funken eingebrachte hochfrequente Signalbeitrag erweist sich jedoch als klein gegen die Gesamtamplituden von Arbeitsstrom und Spaltspannung. Er kann bei einer breitbandigen Messung nicht aufgelöst werden.

Zeitgleich zur breitbandigen Messung wird daher eine Strommessung mit Hochpaßfilter durchgeführt. *Bild 4.38* zeigt die entsprechende Meßkette. Der Strom wird mit Hilfe einer EMV-Klappstromzange gemessen. Zur Verhinderung von stehenden Wellen auf der Meßleitung ist dem Hochpaß unmittelbar ein Dämpfungsglied vorgeschaltet. Es werden Messungen mit Hochpaßfiltern der Eckfrequenzen 3MHz, 30MHz und 300MHz vorgenommen. *Bild 4.39* zeigt den Frequenzgang der Meßkette für alle drei Filter. Der Frequenzgang der Filter ist durch Messung am Netzwerkanalysator ermittelt, und der spezifizierte Frequenzgang der Stromzange ist eingerechnet. Die gewonnenen Meßergebnisse werden derart normiert, daß sich für den Durchlaßbereich der Filter eine Absolutwert-Skalierung in mA ergibt.

Im **Frequenzbereich** erfolgt die Auswertung mit Hilfe des Meßempfängers. Eine ausreichende Auflösung bei hohen Frequenzen wird durch Verwendung des frequenzabhängigen Dämpfungsgliedes nach Abs. 2.1.3 erzielt.

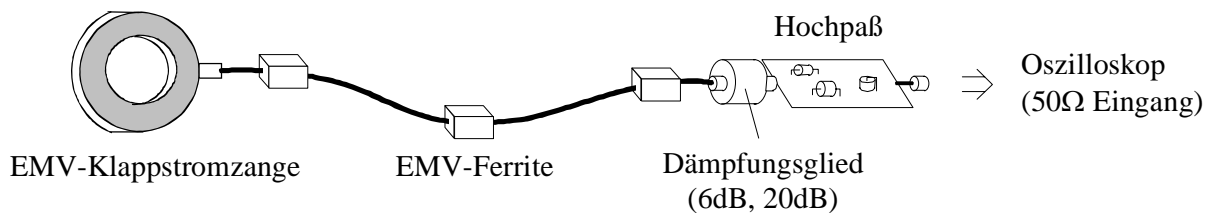


Bild 4.38: Meßkette für die Zeitbereichsanalyse des HF-Beitrages durch den Funken.

Stromzange: EMCO 94 111-1 (obere Grenzfrequenz 1GHz);

Oszilloskop: LeCroy LC 584AL (Analogbandbreite 1GHz, Abtastrate 2GS/s) bzw.

Tektronix TDS754A (Analogbandbreite 500MHz, Abtastrate 1GS/s).

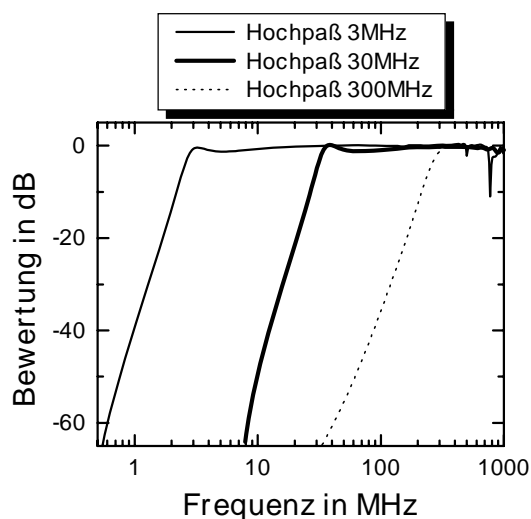


Bild 4.39: Frequenzgang der Meßkette normiert auf den Filter-Durchlaßbereich.

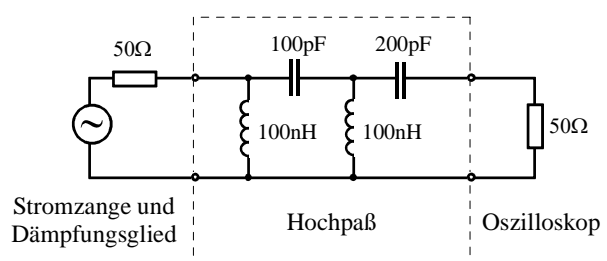


Bild 4.40: Schaltung am Beispiel des 30MHz-Hochpasses.

Bei Betrachtung einzelner Impulse im Zeitbereich zeigt sich eine starke **Streuung**. Für die Abbildungen sind beispielhaft typische Meßergebnisse ausgewählt. Bei der Aufnahme des Frequenzspektrums ergibt sich bedingt durch die längere Meßzeit des Meßempfängers eine gute Reproduzierbarkeit.

4.2.1 Erodierprozeß bei statischen Impulsen

Zum Senken werden statische Impulse genutzt, das heißt, der elektrische Arbeitspunkt wird während der Funkenbrennphase annähernd konstant gehalten. Beim statischen Impulsgenerator sind die **Grundtypen** Stromquelle und Spannungsquelle zu betrachten. Im Hinblick auf den Signalbeitrag des Funkens zeigen sich zwischen beiden Generatortypen keine grundsätzlichen Unterschiede. Ebenso führt die Verwendung verschiedener Elektroden-Werkstückpaarungen zu qualitativ gleichen Meßergebnissen.

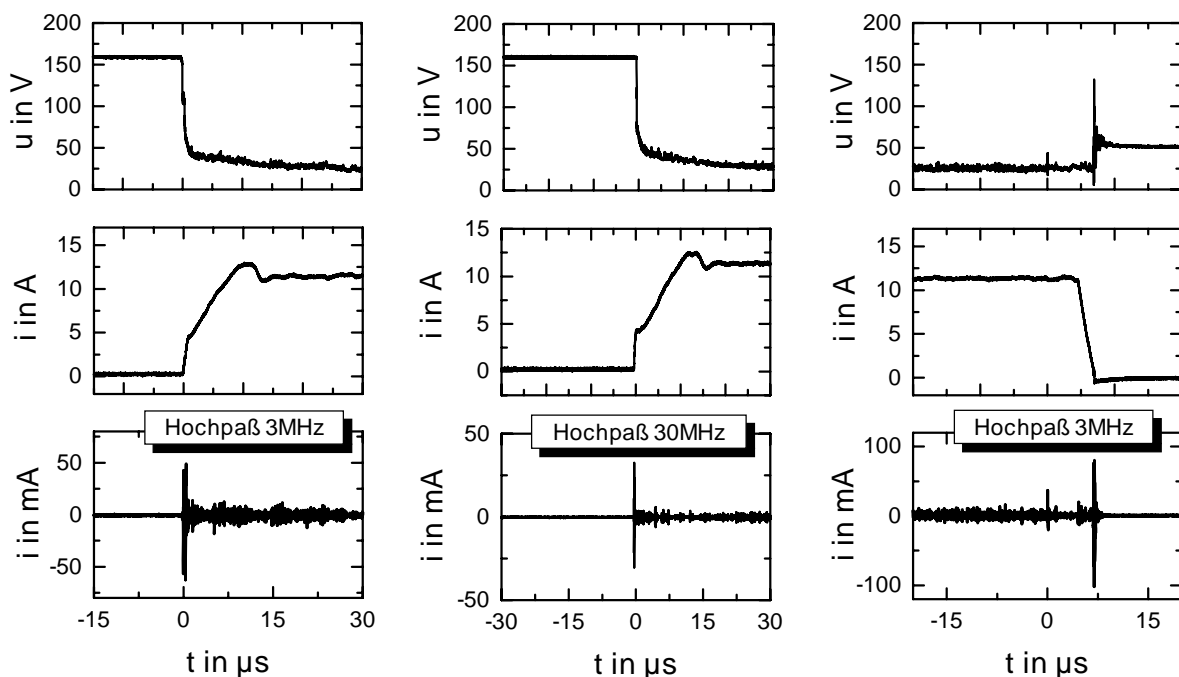


Bild 4.41: Zünden und Verlösch des Funkens;
Werkstück: Invar, Werkzeugelektrode: Messing, Dielektrikum: Öl.
Links und Mitte: Zündvorgang. Rechts: Verlösch.

Bild 4.41 zeigt Strom- und Spannungsmessungen im **Zeitbereich**. Sie sind an einer Senkerodiermaschine *exeron 302k* ausgeführt. Die Maschine wird durch den serienmäßigen Generator gespeist, der als Spannungsquelle arbeitet.

In den oberen Diagrammen ist jeweils die Spannung über dem Funkenpalt dargestellt. Beim Zünden bricht die Spaltspannung auf die Funkenbrennspannung von ca. 25V zusammen (Bild 4.41 oben links und oben Mitte). Nach Impulsende wird bei der vorliegenden Anlage eine Prüfspannung von 50V auf den Spalt aufgeschaltet, die der Kurzschlußerkennung dient (Bild 4.41 oben rechts).

Die mittleren Diagramme zeigen den Strom durch die Elektrode. Der durch die Hochpässe extrahierte HF-Anteil des Elektrodenstromes ist in den unteren Diagrammen dargestellt. Bei Vergleichsmessungen mit kurzgeschlossenem Funkenpalt kann jeweils im Meßzweig mit Hochpaßfilter kein Signal detektiert werden; der extrahierte HF-Anteil ist somit vollständig dem Prozeß zuzuordnen. Für alle drei verwendeten Hochpässe (3MHz, 30MHz, 300MHz) ergeben sich beim statischen Impulsgenerator ähnliche Ergebnisse.

Die Auswertung ergibt:

- Während der **gesamten Funkenbrennphase** ist ein hochfrequenter Signalanteil erkennbar.
- Beim **Zünden und Verlösch** des Funkens zeigt sich ein stark erhöhter HF-Pegel. Ebenso kann bei besonders instabilen Prozeßzuständen, wie beispielsweise bei Fehlentladungen, eine stark erhöhte HF-Entstehung beobachtet werden (*Bild 4.42*).

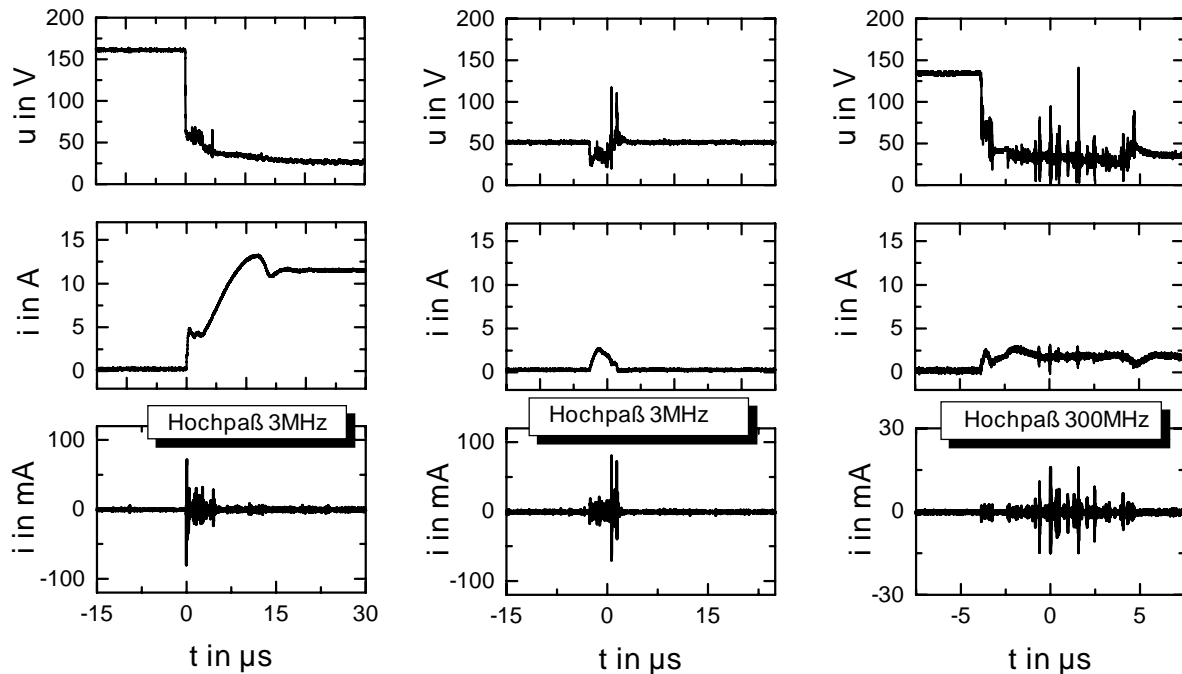


Bild 4.42: Instabile Prozeßzustände;

Werkstück: Invar, Werkzeugelektrode: Messing, Dielektrikum: Öl.

Links: vorübergehende Instabilität beim Zünden, verzögerte Zuschaltung der Leistungsstufe.

Mitte: Fehlentladung (unbeabsichtigte Entladung bei Anlegen einer Prüfspannung zur Kurzschlußerkennung).

Rechts: Fehlentladung, keine Zuschaltung der Leistungsstufe.

Bild 4.43 zeigt eine Messung des Stromes durch den Arbeitsspalt im **Frequenzbereich**. Vergleichend sind Frequenzspektren bei laufendem Erodierprozeß und bei kurzgeschlossenem Funkenspalt aufgenommen. Die Messung ist an einer Senkerodiermaschine *exeron 302k* durchgeführt. Die Maschine wird mit einem externen Generator betrieben, der als Stromquelle arbeitet [Tim96]. Bei der Interpretation ist zu beachten, daß für den streng deterministischen Kurzschlußfall und für den Prozeß mit seinen starken stochastischen Signalanteilen unterschiedliche Zusammenhänge zwischen Meßbandbreite und gemessenem Signalpegel gelten (Abs. 2.1.3). Ein Pegelvergleich kann daher immer nur bezogen auf eine vorgegebene Bandbreite erfolgen.

Beim Erodieren entsteht durch den stochastischen Einfluß des Funkens ein kontinuierliches Spektrum. Bei Kurzschluß des Arbeitsspalt wird das Signal periodisch, so daß sich ein Linienspektrum ergibt. Die Spektrallinien sind hier jedoch nicht aufgelöst, da die Bandbreite des Meßempfängers größer ist als die Pulsfrequenz.

Im unteren Frequenzbereich ist bei der gegebenen Meßbandbreite (*Tab. 2.2*) der Einfluß des Prozesses auf den Strompegel nur gering. In einem mittleren Frequenzbereich leisten Prozeß und Generator Pegelbeiträge gleicher Größenordnung. Bei hohen Frequenzen, hier ab ca. 50MHz, wird schließlich das Spektrum des Erodierstromes durch den Prozeß dominiert.

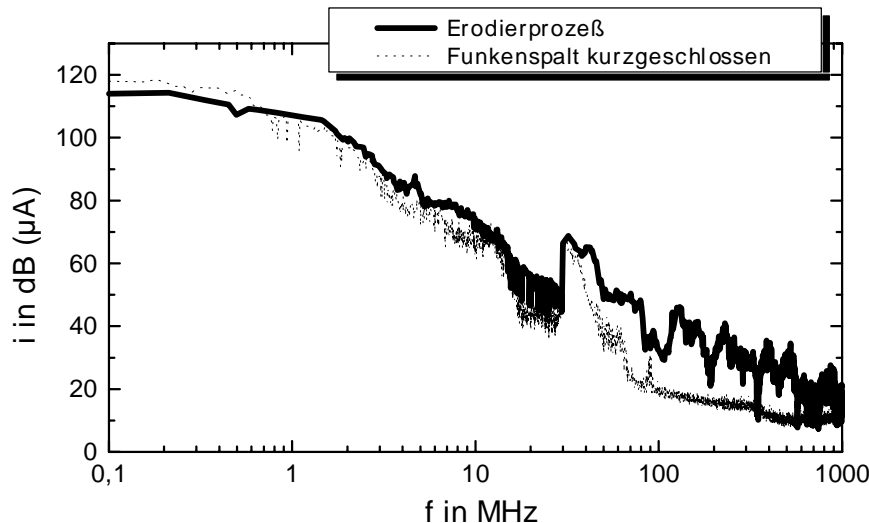


Bild 4.43: Spektrum des Stromes durch den Funkenspalt (Werkstück: Stahl; Werkzeugelektrode: Kupfer; Dielektrikum: Öl; Pulsfrequenz 27kHz; Pulsdauer: 25µs; Pulsstrom: 21A).

Der hochfrequente Signalanteil während der gesamten Entladung zeugt von einer **fortdauernden makroskopischen Instabilität** des elektrischen Arbeitspunktes. Korrespondierend lassen Einzelentladungsversuche auf einen instabilen Fußpunkt der Entladung schließen [Spa96, YX93]:

- Mikroskop-Untersuchungen zeigen, daß der entstandene Krater auf der Kathode eine poröse Oberfläche aufweist. Diese läßt auf einen springenden Kathodenfußpunkt schließen.
- Die weitgehend glatte Krateroberfläche an der Anode deutet auf einen kontinuierlich wandernden oder weitgehend ortsfesten Anodenfußpunkt der Entladung.

Derartige Entladungen im instabilen Modus sind charakteristisch für kleine Spaltweiten. Der Abtrag bewirkt hier eine besonders starke Wechselwirkung zwischen Entladekanal und Elektrodenoberfläche: Bei sehr kleinem Elektrodenabstand ergeben bereits geringfügigste Oberflächenveränderungen große Änderungen der Feldverteilung.

Eine naheliegende Erklärung für die fortlaufende Auswanderung des Entladekanales ist daher, daß der Funke durch seinen eigenen Abtrag die Entladebedingungen lokal verschlechtert, indem der verursachte Krater eine Verlängerung der Entladestrecke bewirkt [Gin02, YX93].¹

Ein grundlegend von der Funkenentladung abweichendes Verhalten zeigt die **Lichtbogenentladung**, die für andere technologische Verfahren genutzt wird, z. B. für das Elektroschweißen. Beim Erodiervorgang treten Lichtbögen als vereinzelte Prozeßstörungen auf. Beim Lichtbogen bildet sich ein ortsfester Entladungskanal. Die stabilen Fußpunkte der Entladung führen zum Einbrennen von Kratern in Werkstück und Werkzeugelektrode und damit zur Zerstörung der Oberflächen.

¹ Das unterschiedliche Verhalten von Anoden- und Kathodenfußpunkt liegt möglicherweise in der unterschiedlichen Masse der Ladungsträger und in der asymmetrischen Abtragsgeschwindigkeit begründet: Der Strom, der durch die leichten (und damit leicht ablenkbaren) Elektronen getragen wird, kann seinen Auftreffpunkt auf die Anode kontinuierlich an die durch den Abtrag veränderte Feldverteilung adaptieren, zumal hier die Abtragsgeschwindigkeit wesentlich geringer als ist an der Kathode (Abs. 1.1). Die Oberflächenstruktur der Kathode ändert sich, sobald auch hier der Abtrag eingesetzt hat, deutlich schneller. Zudem sind die auftreffenden Ionen träger. Ob dies die lediglich sprunghaft erfolgende Adaptierung des Kathodenfußpunktes hinreichend erklärt, bedarf jedoch gezielter Untersuchungen.

In Bild 4.44 sind Messungen im Zeitbereich für eine Funken- und eine Lichtbogenentladung gegenübergestellt. Sie sind an einer Senkerodieranlage *exeron 302K* durchgeführt, die durch eine externe Impulsstromquelle gespeist wird. Oben ist wieder die Spannung über dem Arbeitsspalt dargestellt, in der Mitte der Strom durch die Elektrode. Die unteren Bilder zeigen den mit Hilfe des 30MHz-Hochpasses extrahierten Hochfrequenzanteil des Stromes.

Bei der Lichtbogenentladung ist ein hochfrequenter Signalanteil nur im Zündzeitpunkt sowie, weitaus schwächer, in einer Übergangsphase unmittelbar danach zu beobachten. Nach Zuschalten der Leistungsstufe ist kein Oszillieren des elektrischen Arbeitspunktes mehr aufzulösen. Die vorübergehende Oszillation des Stromes zu Beginn der Entladung ist mit einer erhöhten Brennspannung verbunden. Beides deutet auf eine Funkenentladung als Übergangszustand hin. Typisch für eine zum Lichtbogen entartende Entladung ist die äußerst kurze Zündverzögerungszeit nach Anlegen der Spannung. Die bei der dargestellten Funkenentladung ungewöhnlich hohe Brennspannung ist auf Verunreinigungen im Arbeitsspalt ('Erodierschlamm') zurückzuführen.

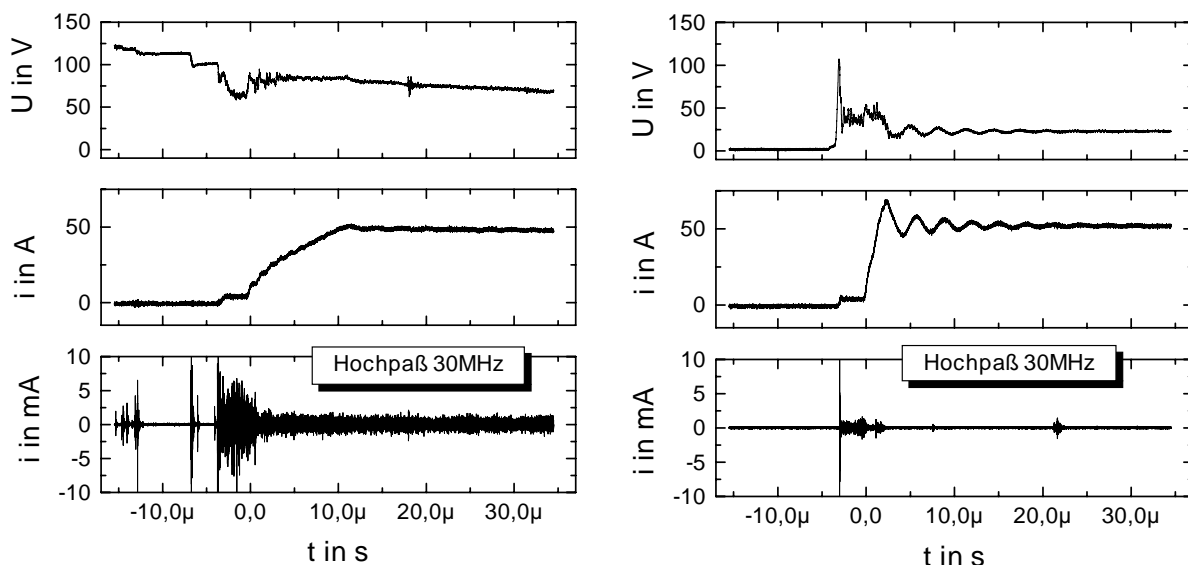


Bild 4.44: Zündvorgang einer Funkenentladung (links) und eines Lichtbogens (rechts) (Werkstück: Stahl, Elektrode: Kupfer, Dielektrikum: Öl).

Bild 4.45 zeigt die Frequenzspektren, die bei einem regulären Erodiervorgang und bei überwiegendem Auftreten von Lichtbögen aufgenommen sind. Sie sind wieder an einer Senkerodiermaschine *exeron 302k* gewonnen, die mit einer externen Impulsstromquelle betrieben wird. Zur Verdeutlichung sei abweichend von den übrigen dargestellten Spektren eine lineare Frequenzachse gewählt. Im unteren Frequenzbereich (hier bis ca. 30MHz) ergeben sich für Funke und Lichtbogen dieselben Spektren. Bei höheren Frequenzen wird beim Lichtbogen nur gelegentlich ein über das Grundrauschen hinausgehender Pegel aufgelöst. Diese Zustände erhöhten HF-Pegels sind keine Spektrallinien; sie sind vielmehr durch das vereinzelte Auftreten von Funkenentladungen zu erklären, die während der Frequenzdurchstimmung des Meßempfängers detektiert werden.

4 Leitungsggebundene Signale in der Funkenerosionsanlage

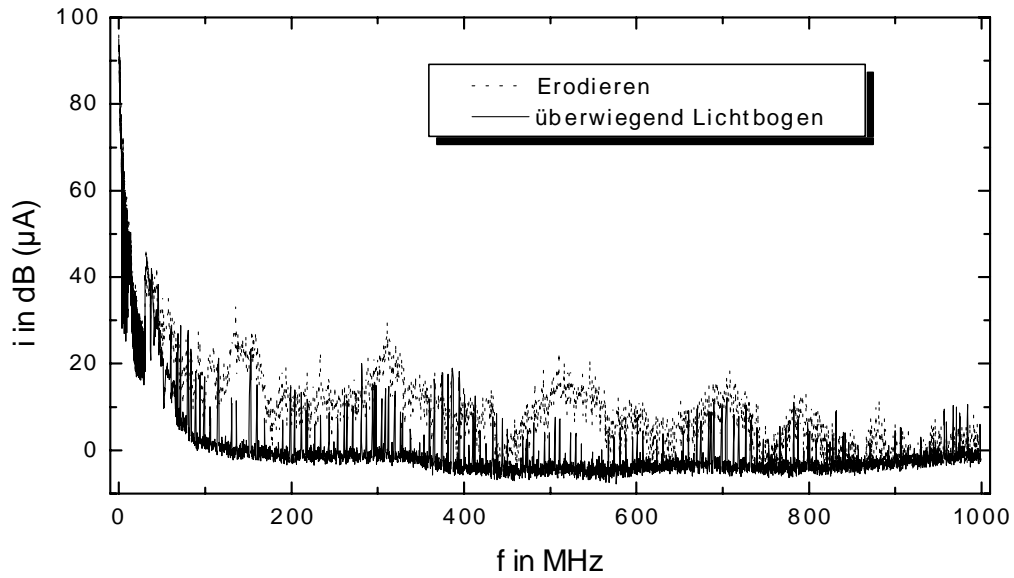


Bild 4.45: Spektrum des Stromes durch den Funkenspalt beim Erodiervorgang und bei überwiegender Auftreten von Lichtbogen (Werkstück: Stahl; Werkzeugelektrode: Graphit; Dielektrikum: Öl; Pulsfrequenz: 3,8kHz; Pulsdauer: 200ns; Pulsstrom: 26A).

4.2.2 Erodierprozeß bei Hochstrom-Nadelimpulsen

Hochstrom-Nadelimpulse werden vorwiegend beim **Drahterodieren** eingesetzt. Eine Nutzung zum Senken ist jedoch ebenfalls möglich, insbesondere zum Schlichten oder zum Bohren von Startlöchern für die Drahterosion. Für Schneiden und Senken ergeben sich qualitativ gleiche Strom- und Spannungsverläufe. Beispielhaft sind typische Meßergebnisse ausgewählt.

Zunächst sei wieder der Strom durch den Funkenspalt im **Zeitbereich** betrachtet. Die dargestellten Meßergebnisse sind an einer Senkerodiermaschine *exeron SD100A* (funkerosive Startlochbohrmaschine für anschließende Drahterosionsbearbeitung) gewonnen, die durch einen externen Hochstrom-Nadelimpulsgenerator [Läu97] gespeist wird.

Bild 4.46 zeigt den Stromverlauf bei breitbandiger Messung und bei Hochpaßfilterung mit einer Grenzfrequenz von 30MHz. Die links dargestellten Meßergebnisse wurden beim Erodieren gewonnen. Rechts sind die Stromverläufe bei kurzgeschlossenem Funkenspalt gegenübergestellt. Die beim Erodieren geringfügig niedrigere Impulsamplitude ist auf die Funkenbrennspannung zurückzuführen, die eine Gegenspannung zum Impulsgenerator bildet.

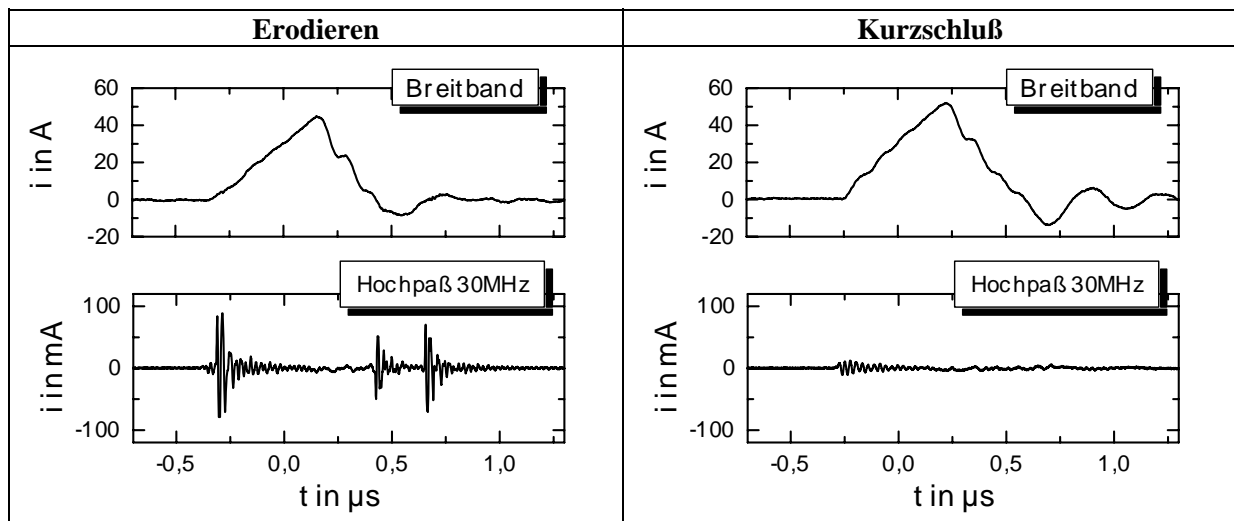


Bild 4.46: Stromverlauf am Funkenspalt während eines Nadelimpulses bei breitbandiger Messung und bei 30MHz-Hochpaßfilterung (Werkzeugelektrode (negativ gepolt): Kupfer, Werkstück: Stahl, Dielektrikum: deionisiertes Wasser).

Links: Erodiervorgang. Rechts: Vergleichsmessung bei kurzgeschlossenem Spalt.

Auch beim Erodieren mit Nadelimpulsen zeigt sich in den Momenten des Zündens und des Verlöschens eine starke HF-Emission. Wie die Vergleichsmessung am kurzgeschlossenem Funkenspalt zeigt, ist wieder der Funke selbst die Hauptquelle. Am Ende des Entladevorganges zeigen sich zwei Phasen erhöhten HF-Pegels, die zeitlich mit den Stromnulldurchgängen des ersten Nachschwingvorganges zusammenfallen. Offensichtlich stehen am Impulsende genügend freie Ladungsträger zur Verfügung, die ein Neuzünden bei umgekehrter Stromflußrichtung ermöglichen. Der Effekt ist charakteristisch und auch unter geänderten Randbedingungen zu beobachten.

Ein kontinuierlicher, über die gesamte Entladungsphase hinweg andauernder HF-Signalanteil, wie er bei statischen Impulsen zu beobachten ist, kann bei Nadelimpulsen kaum separiert werden. Auch wenn davon auszugehen ist, daß ein derartiger Signalanteil prinzipiell auch bei Nadelimpulsen auftritt, ist sein Beitrag angesichts der kurzen Impulsdauer für die EMV nicht von Belang.

Eine Messung mit dem Hochpaß der Grenzfrequenz 3MHz zeigt, daß der Funke bei niedrigen Frequenzen schwingungsdämpfend wirkt (*Bild 4.47*): Die in den Prozeß eingetragene Energie wird der Schwingung entzogen.

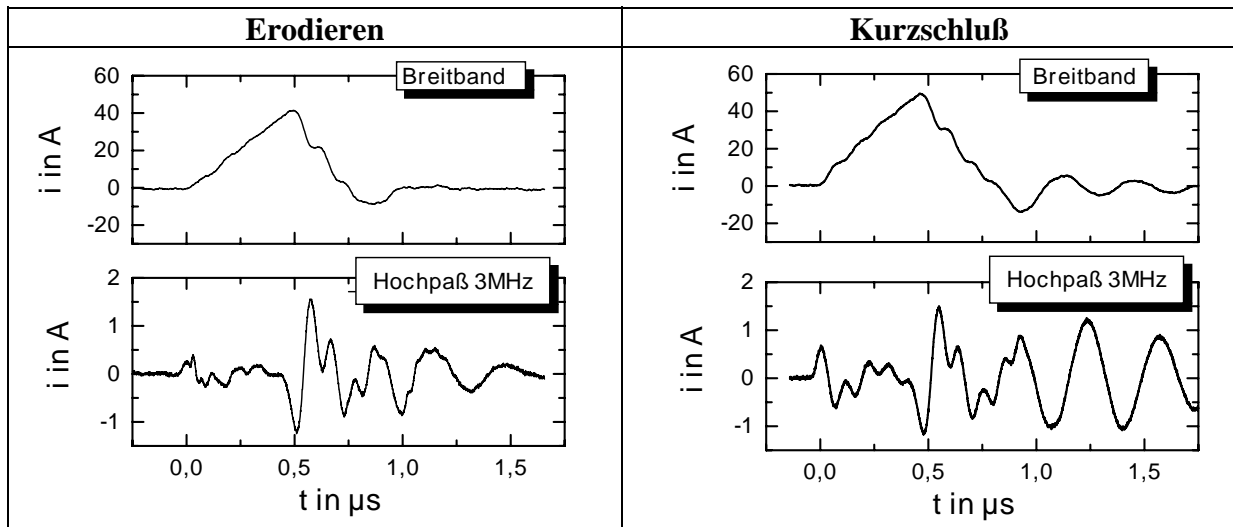


Bild 4.47: Stromverlauf am Funkenspalt während eines Nadelimpulses bei breitbandiger Messung und bei 3MHz-Hochpaßfilterung (Meßbedingungen wie Bild 4.46).

Typische Signalverläufe für einen größeren Zeitausschnitt sind in *Bild 4.48* gezeigt. Erkennbar sind die große Schwankungsbreite der Zündverzögerungszeit und die starke Streuung bei der Ausbildung hochfrequenter Signalanteile. *Bild 4.49* zeigt bei gleicher Skalierung eine Phase von Fehlentladungen, die bereits verlöschen, bevor es zum Zuschalten der Leistungsstufe kommt. Trotz der äußerst geringen Gesamtamplitude des Stromes erreichen seine hochfrequenten Spektralanteile ungefähr dieselbe Größenordnung wie bei regulären Entladungen.

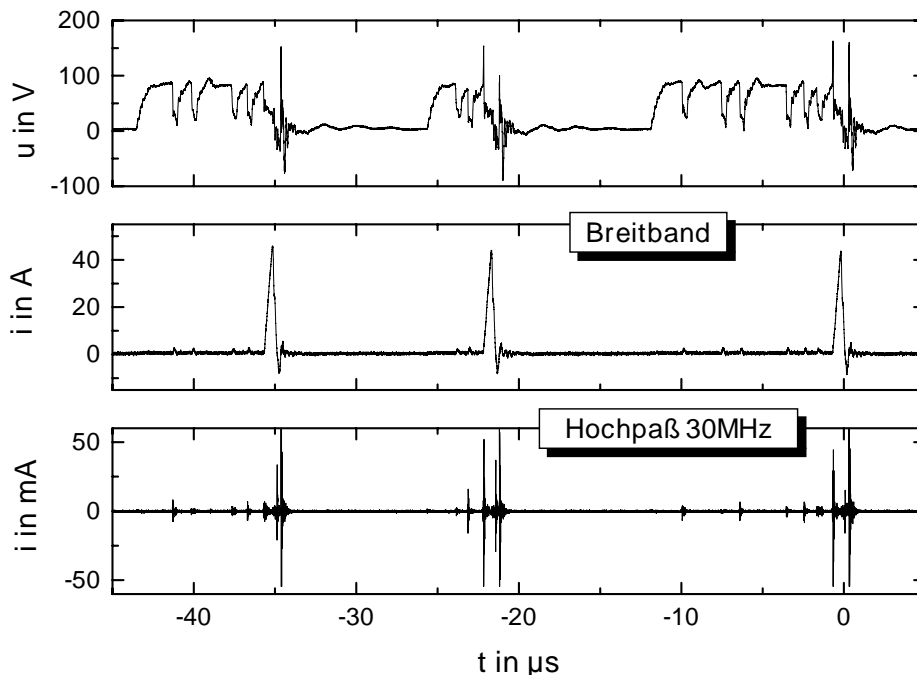


Bild 4.48: Spannungs- und Stromverläufe am Funkenspalt über mehrere Entladungen hinweg (Meßbedingungen wie Bild 4.46). Oben: Spannung über dem Funkenspalt; Mitte: Strom durch den Funkenspalt; unten: Strom durch den Funkenspalt bei Hochpaßfilterung mit 30MHz.

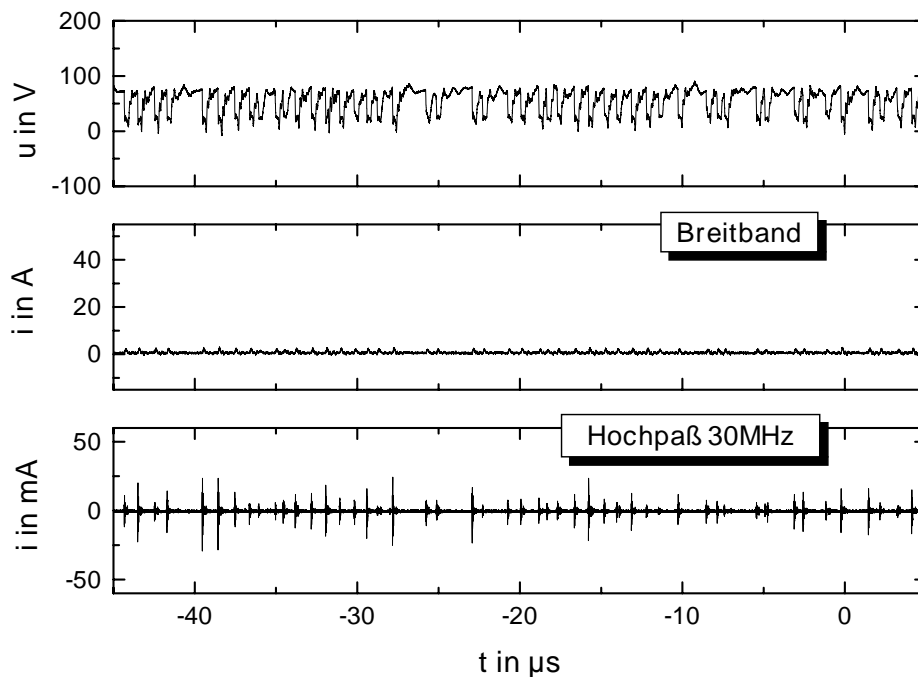


Bild 4.49: Folge von Fehlentladungen (Meßbedingungen wie Bild 4.46): oben: Spannung über dem Funkenspalt; Mitte: Strom durch den Funkenspalt; unten: Strom durch den Funkenspalt bei Hochpaßfilterung mit 30MHz.

Der Einfluß des Prozesses auf das **Frequenzspektrum** wird in Bild 4.50 deutlich. Die Messungen sind an einer Drahterodiermaschine *Hitachi C510* gewonnen, die durch einen externen Hochstrom-Nadelimpulsgenerator [Läu97] gespeist wird. Der Generator verfügt über vier identische Leistungsstufen, die über separate Leitungen mit dem Funkenspalt verbunden sind. Die Stromspektren sind an einer der vier Zuführungen direkt am Funkenspalt gemessen. Die Meßbedingungen entsprechen Abs. 4.2.1, der Meßempfänger sei zunächst wieder im Peak-Modus betrieben.

Bei kurzgeschlossenem Funkenspalt ist der Stromverlauf periodisch. Im Frequenzbereich ergibt sich ein Linienspektrum. Für Frequenzen unterhalb von 30MHz ist die Bandbreite des Meßempfängers klein genug, um die Spektrallinien aufzulösen (Abs. 2.1.3). Beim Erodieren dagegen ruft der stochastische Einfluß des Prozesses ein kontinuierliches Spektrum hervor. Dieser Übergang vom Linienspektrum zum kontinuierlichen Spektrum bewirkt eine Absenkung der Spektraleinhüllenden, da sich nun über der Frequenz eine gleichmäßigere Energieverteilung ergibt.¹

Zu höheren Frequenzen hin liefert der Prozeß zunehmend einen eigenen Amplitudenbeitrag, der schließlich dominierend wird (unter den vorliegenden Meßbedingungen oberhalb von ca. 100MHz).

¹ Derselbe Effekt wird bei takt synchronen Schaltungen zuweilen gezielt zur Einhaltung der Störaussendungsgrenzwerte genutzt, indem der Takt künstlich mit einem Phasenrauschen beaufschlagt wird ("Random Pulse Modulation") [z. B. LM02]. Typische Anwendungen sind selbstgeführte Stromrichter oder Digitalschaltungen mit zentralem Taktkonzept.

4 Leitungsgebundene Signale in der Funkerosionsanlage

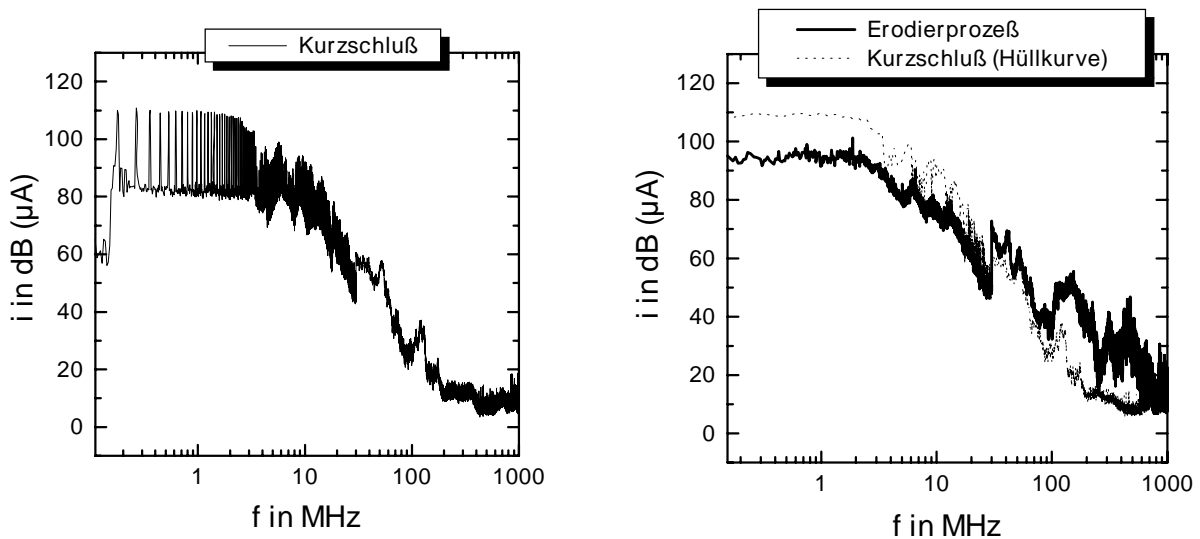


Bild 4.50: Stromspektrum einer Drahterodiermaschine, gemessen an einer von vier parallelen Funkenspaltkontaktierungen (Impulsstrom, gesamt für alle vier Zweige: 50A; Impulsdauer 300ns; Impulsfrequenz 90kHz).

Links: Messung bei kurzgeschlossenem Funkenspalt.

Rechts: Messung bei Erodiervorgang; zum Vergleich ist die Spektraleinhüllende für den Kurzschlußfall miteingezeichnet.

Im Kurzschlußfall ist das Meßergebnis vom **Gleichrichtermodus** des Meßempfängers unabhängig, da die Impulsfolge mit einer Frequenz $> 3\text{kHz}$ periodisch ist (Abs. 2.1.3). Beim Erodieren jedoch treten Unregelmäßigkeiten im Prozeßverlauf auf (z.B. kurzzeitige Aussetzer, stark schwankende Zündverzögerungszeit). Die Bewertung durch den Quasipeak- oder den Average-Detektor führt hier zu einer deutlichen Senkung des gemessenen Pegels (Bild 4.51).

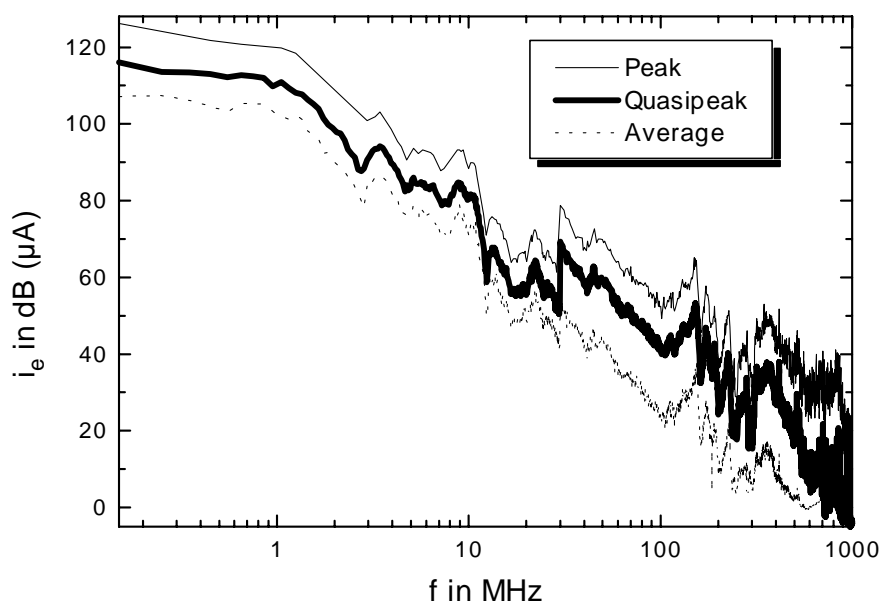


Bild 4.51: Prozeßstrom bewertet durch Peak-, Quasipeak- und Average-Detektor.

(Startloch-Bohrmaschine mit Hochstrom-Nadelimpulsgenerator; Stromspitzenwert: $\hat{i}_e = 50\text{A}$; Impulsdauer 300ns; Impulsfrequenz 100kHz; Werkzeugelektrode (negativ gepolt): Kupfer; Werkstück: Stahl; Dielektrikum: deionisiertes Wasser).

4.3 Maßnahmen zur Reduzierung leitungsgebundener Störungen

4.3.1 Externe EMV

Über den Netzanschluß sendet die Anlage leitungsgebundene Störungen in ihre Umgebung aus. Es erweist sich als vorteilhaft, mit den Maßnahmen zur Störreduzierung nicht nur direkt am Netzanschluß, sondern bereits lokal anzusetzen. Lokale Maßnahmen verringern die generatorinternen Störströme und Störfelder, so daß sie gleichzeitig der internen EMV zugutekommen.

Eine wichtige lokal ansetzende Maßnahme zur Störreduzierung ist die **Symmetrierung** der Leitungen, die verschiedene Baugruppen untereinander verbinden. Zur Symmetrierung stehen EMV-Ferrite oder stromkompensierte Drosseln zur Verfügung. Alle Leiter einer Leitung werden gemeinsam in gleicher Richtung durch den Kern geführt bzw. im gleichen Sinn um den Kern gewickelt. Da sich für Gegentaktströme die Magnetfeld-Beiträge der einzelnen Leiter nach außen weitgehend kompensieren, wird der Kern nahezu ausschließlich für den Gleichtaktmodus wirksam. Um zu verhindern, daß sich durch die Einfügung der Induktivität in den Gleichtaktpfad Resonanzen bilden, die nur schwach gedämpft sind, werden verlustbehaftete Kernmaterialien (MnZn oder NiZn als Hauptkomponenten [Pau06]) eingesetzt. Gleichtakt-Impedanzverläufe für einen typischen EMV-Ferrit und für stromkompensierte Drosseln sind in *Bild 4.52* aufgetragen.

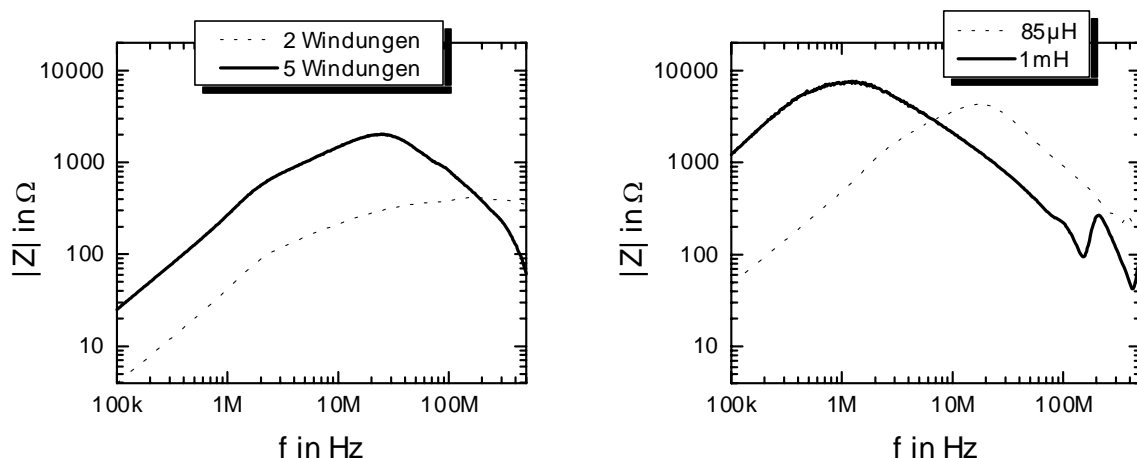


Bild 4.52: Impedanzverläufe von EMV-Ferrit und stromkompensierten Drosseln (Gleichtaktmodus).

Links: typischer EMV-Ferrit (ungeteilter Kern).

Rechts: stromkompensierte Drosseln.

Bei Prozeßenergiequellen für die Funkenerosion erweisen sich in der Praxis insbesondere die **Versorgungsleitungen der Transistortreiber** als kritisch im Hinblick auf die Entstehung von Gleichtaktströmen; sie sollten generell mit stromkompensierten Drosseln direkt auf den Treiberplatinen symmetriert werden. *Bild 4.53* zeigt die Wirkung an Hand des Versuchsaufbaus nach Abs. 4.1.5. Durch ihre Eigenverluste sind Ferrite oder stromkompensierte Drosseln unkritisch kaskadierbar; ausgeprägte Resonanzen, wie sie bei ungünstig dimensionierten parallelgeschalteten Kondensatoren auftreten können, bilden sich hier nicht. Zur Vorhersage der Wirkung läßt sich die Schaltungssimulation nutzen (*Bild 4.54*).

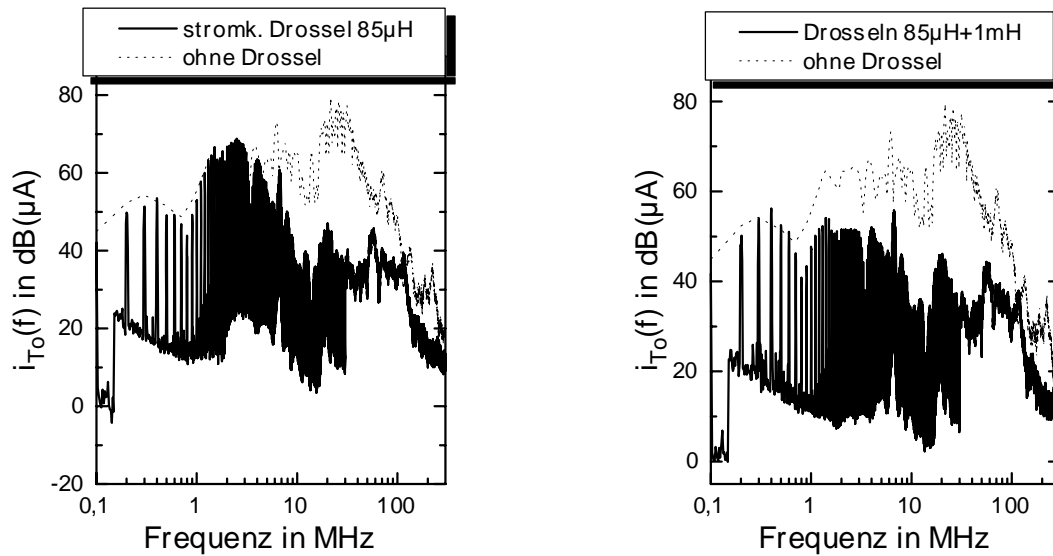


Bild 4.53: Symmetrierung der Versorgungsleitung eines Transistortreibers (Versuchsaufbau nach Abs. 4.1.5, oberer Brückenweig; vgl. Bild 4.26 rechts).

Links: stromkompensierte Drossel 85μH;

Rechts: Kaskadierung von stromkompensierten Drosseln 85μH und 1mH.

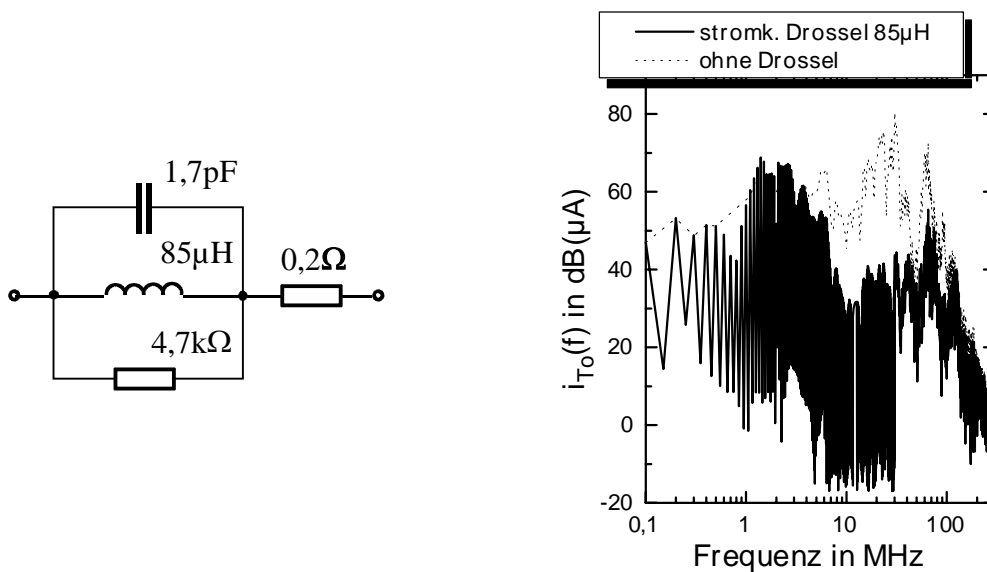


Bild 4.54: Gleichtakt-Ersatzschaltbild für stromkompensierte Drossel 85μH und Simulation ihrer Wirkung (vgl. Messung Bild 4.53 links).

Kommerzielle Netzteilbaugruppen weisen oftmals ausgangsseitig Symmetrierkondensatoren gegen die Schutzterde oder gegen die Netzleiter auf (Bild 4.55). Derartige Netzteile sind zur Speisung der Transistortreiber nur eingeschränkt geeignet: Es können derart hohe Ableitströme auftreten, daß eine korrekte Funktion des Generators nicht mehr möglich ist. Die Bestückung der Versorgungsleitungen zu den Transistortreibern mit Ferriten oder stromkompensierten Drosseln ist hier absolut zwingend. Es ist mit Hitzeentwicklung des Kernmaterials zu rechnen.

Wenn jeweils eine Potentialenkopplung über DC-DC-Wandler erfolgt, können alle Transistortreiber aus einem gemeinsamen Netzteil gespeist werden. Aus Sicht der EMV bietet dieses Konzept keinen Vorteil, da die Primär-Sekundär-Kapazität handelsüblicher DC-DC-Wandler nicht geringer ist als die eines Netztransformators [Mes98].

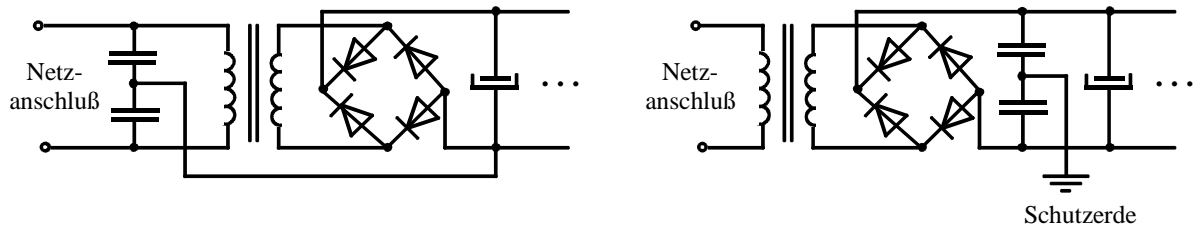
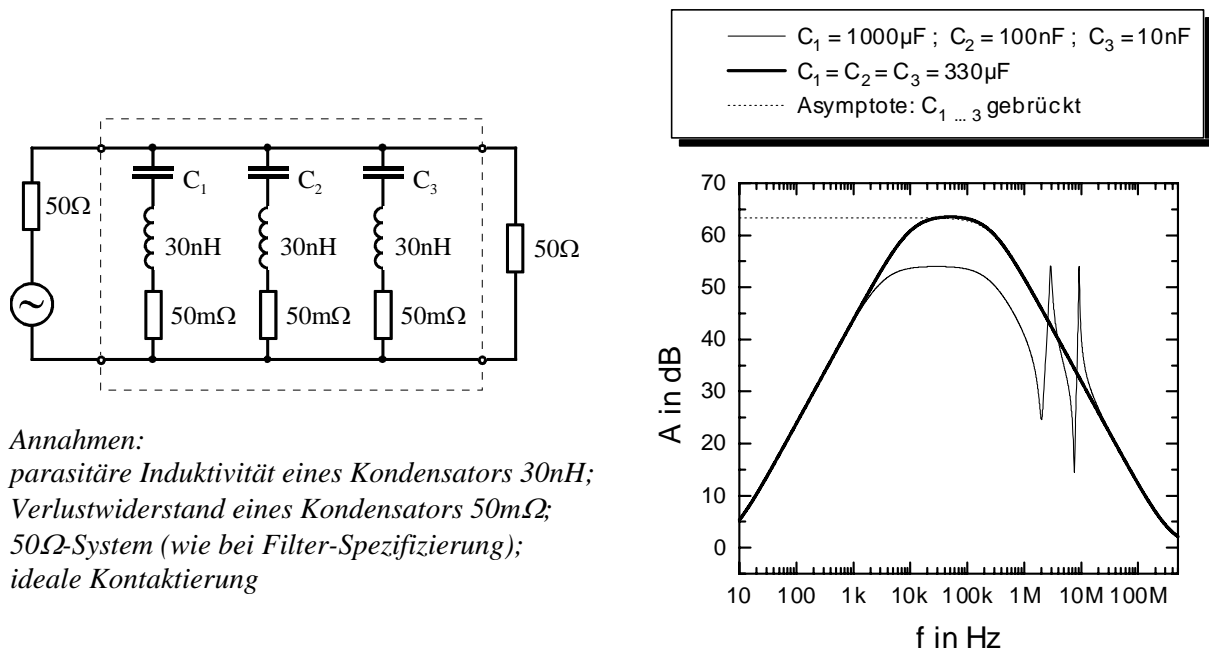


Bild 4.55: Typische Symmetrierschaltungen in handelsüblichen Netzteilbaugruppen.

Für die Ausbreitung von Gegentaktstörungen von der Leistungselektronik zum Netzanschluß bietet der **Gleichspannungszwischenkreis** bereits eine deutliche Störunterdrückung. Oberhalb der Resonanzfrequenz der Kondensatoren wird das Verhalten des Zwischenkreises durch die parasitären Induktivitäten bestimmt (Bild 4.56), und die Störunterdrückung wird mit zunehmender Frequenz schwächer. Durch Parallelschalten von Kondensatoren läßt sich die Störunterdrückung erhöhen. Es besteht aber die Gefahr von Parallelresonanzen, vor allem bei zu grober Staffelfung der einzelnen Kapazitätswerte. Kondensatoren mit höheren Kapazitätswerten weisen nicht zwangsläufig eine höhere Induktivität auf. Moderne kompakte Elektrolytkondensatoren für Schaltanwendungen besitzen Induktivitätswerte, die denen von Folienkondensatoren vergleichbar sind. In vielen Einsatzfällen wird es zweckmäßig sein, die Kapazität durch eine Parallelschaltung mehrerer, dafür kleinerer Elektrolytkondensatoren mit untereinander gleichen Werten bereitzustellen.



Annahmen:
 parasitäre Induktivität eines Kondensators 30nH;
 Verlustwiderstand eines Kondensators 50mΩ;
 50Ω-System (wie bei Filter-Spezifizierung);
 ideale Kontaktierung

Bild 4.56: Einfügungsdämpfung eines Gleichspannungszwischenkreises für verschiedene Dimensionierungen der Kapazitätswerte (Simulation).

In die Analyse möglicher Resonanzen sind dezentral angeordnete Puffer- und Abblockkondensatoren einzubeziehen. Im Versuchsaufbau nach Abs. 4.1 bildet sich eine Resonanz aus den Verdrahtungs- und Leitungsinduktivitäten, dem Zwischenkreis-Elektrolytkondensator C_1 sowie dem Abblockkondensator C_3 (Bilder 4.3, 4.9, 4.11). Wird der 10nF-Folienkondensator C_3 gegen einen 100µF-Elektrolytkondensator ersetzt, verschiebt sich die Resonanz in einen Frequenzbereich unterhalb der Pulsfolgefrequenz, so daß sie nicht mehr angeregt wird (Bild 4.57). Die Abblockwirkung bleibt unbeeinträchtigt.

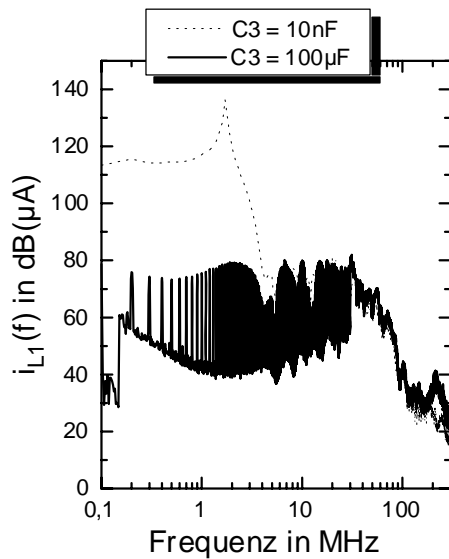


Bild 4.57: Strom i_{L1} zwischen Zwischenkreiselko C_1 (Bild 4.3) und Leistungsstufe bei Umdimensionierung des Abblockkondensators C_3 auf $100\mu F$ (vgl. Bild 4.9).

Zugrunde liegt der Versuchsaufbau nach Absatz 4.1.

Während der Zündphase erfolgt eine verstärkte HF-Emission durch den Funken (Abs. 4.2). Als Entstörmaßnahme liegt der Einsatz einer **Sättigungsdrossel** direkt an der **Elektroden-Kontaktierung** nahe. Um die Flankensteilheit der Stromimpulse nicht unzulässig zu beeinflussen, muß die Drossel unmittelbar oberhalb des Zündstromes in die Sättigung gehen. Erwünscht ist eine Absorption der hochfrequenten Signalanteile durch die Kernverluste. EMV-Ferritrohrkerne erscheinen hier als geeignet.

In praktischen Versuchen an Funkerosionsanlagen konnte jedoch keine relevante Entstörwirkung erzielt werden.

Unmittelbar am Netzanschluß empfiehlt sich der Einsatz eines **Netzfilters**, das für Gleich- und Gegentaktstörungen gleichermaßen wirksam ist. Es steht eine breite Palette kommerzieller Ausführungen zur Verfügung; eine individuelle Auslegung wird nur Sonderfällen lohnend sein. Die spezifizierte Einfügungsdämpfung bezieht sich auf 50Ω -Systeme. Die im praktischen Einsatz erzielte Dämpfung ist in der Regel deutlich geringer. Die Impedanzen von Störquelle und Störsenke wirken sich bei einstufigen Filtern stärker auf die Störunterdrückung aus als bei mehrstufigen. Beim Einbau des Filters ist auf niederinduktive Massung zu achten. Ist das Generator- bzw. Anlagengehäuse als Schirmgehäuse ausgeführt, sollte ein Durchführungsfilter eingesetzt werden.

Beispielhaft ist in *Bild 4.58* die Innenschaltung eines einstufigen kommerziellen Netzfilters dargestellt. *Bild 4.59* zeigt die Wirkung am Beispiel des Versuchsaufbaus nach Abs. 4.1.

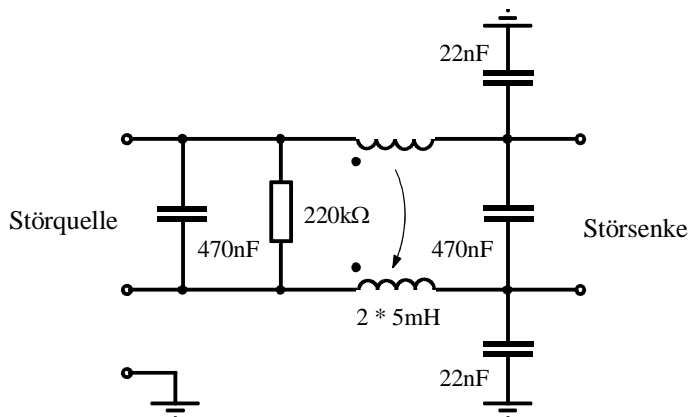


Bild 4.58: Innenschaltung einer typischen Netzfilter-Baugruppe (Evox TFNF-10C).

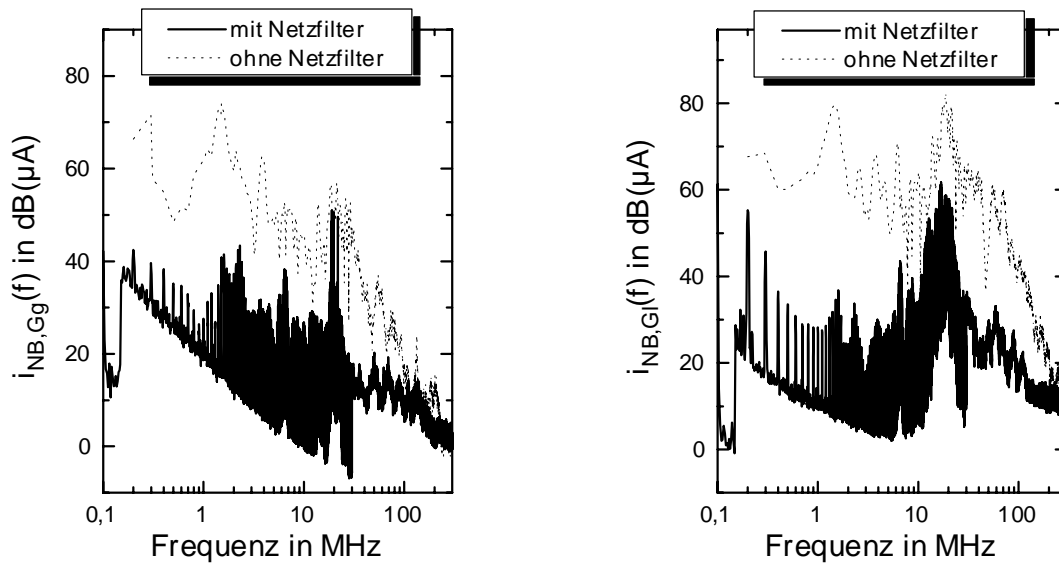


Bild 4.59: Wirkung des Netzfilters nach Bild 4.58 (vgl. Bild 4.36). Zugrundeliegt der Versuchsaufbau nach Abs. 4.1.

Links: Gegentaktstrom in die Netznachbildung (Messung).

Rechts: Gleichtaktstrom in die Netznachbildung (Messung).

4.3.2 Interne EMV

In Funkerosionsanlagen arbeiten leistungselektronische Baugruppen mit sehr hohen Strom- und Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeiten zusammen mit empfindlicher Mikroelektronik für die Impuls- und CNC-Steuerung. Der Sicherstellung der anlageninternen EMV zwischen Leistungselektronik (Störquelle) und Steuerung (Störsenke) kommt daher große Bedeutung zu.

Anlagenintern können sich leitungsgebundene Störungen über Steuer- und Meßleitungen sowie über den gemeinsamen Netzanschluß ausbreiten. Zentrale Entstörmaßnahme für Meß- und Steuerleitungen ist die vollständige galvanische Entkopplung von Leistungsteil und Steuerung. Eine galvanische Verbindung zwischen Leistungs- und Steuerelektronik führt zu Potentialausgleichsströmen in der Steuerung, wobei sich der Strompfad über die Spannungsversorgung und über Streukapazitäten schließt. Bestehen gar mehrere Masseverbindungen zwischen Steuerung und Leistungsteil, so kommt es zu einer Stromaufteilung: Das Massesystem der Steuerung trägt dann einen Anteil des Stromes aus der Leistungselektronik.

Bild 4.60 zeigt die Signalverbindungen zwischen der Steuerung und den Baugruppen des Leistungsteiles am Beispiel einer Impulsstromquelle [Eco99].

Digitalisignale, hier zur Transistoransteuerung, lassen sich störungsfrei über Lichtwellenleiter übertragen. Eine hinreichend störarme Übertragung ist auch über spezielle Optokoppler mit geringer Primär-Sekundärkapazität möglich. Je nach Anordnung der Optokoppler auf den Transistor-Treiberplatinen oder bei der Steuerelektronik wirkt jedoch die Signalleitung als Sende- bzw. Empfangsantenne. Die wirtschaftliche Einsparung gegenüber Lichtwellenleitern ist allenfalls gering.

Analoge Spannungswerte werden zwischen Leistungsteil und Steuerung übertragen, um den Sollwert für die Stromquelle vorzugeben und um die Zündspannung zu überwachen. Geeignet sind Isolierverstärker mit optischer oder induktiver Trennstrecke. Isolierverstärker mit kapazitiver Signalübertragung zeigen sich empfindlich gegenüber Gleichtaktströmen, die auch bei galvanischer Trennung von Leistungs- und Steuerelektronik nicht gänzlich vermieden

werden können. Schon minimale Unsymmetrien im Aufbau führen hier zu Gleichtakt-Gegentaktkonversion an den klein bemessenen Kapazitäten der Isolierstrecke. So sind dem modulierten Träger Breitbandstörungen überlagert, die nach der Demodulation Störungen in der Sekundärspannung hervorrufen.

Strommessungen erfolgen für die Stromregelung von Stromquelle und Zündstufe sowie zur Zünderkennung. Es werden handelsübliche Breitband-Stromwandler eingesetzt, die auf dem Kompensatorprinzip beruhen. Eine galvanische Trennung ist von vorneherein vorhanden. Wegen der parasitären Kapazität zwischen Primär- und Sekundärkreis sind die Leitungen zur Steuerung mit Ferriten oder stromkompensierten Drosseln zu symmetrieren.

Am **Netzanschluß** erfolgt eine Entkopplung von Leistungsteil und Steuerung über handelsübliche Netzfilter.

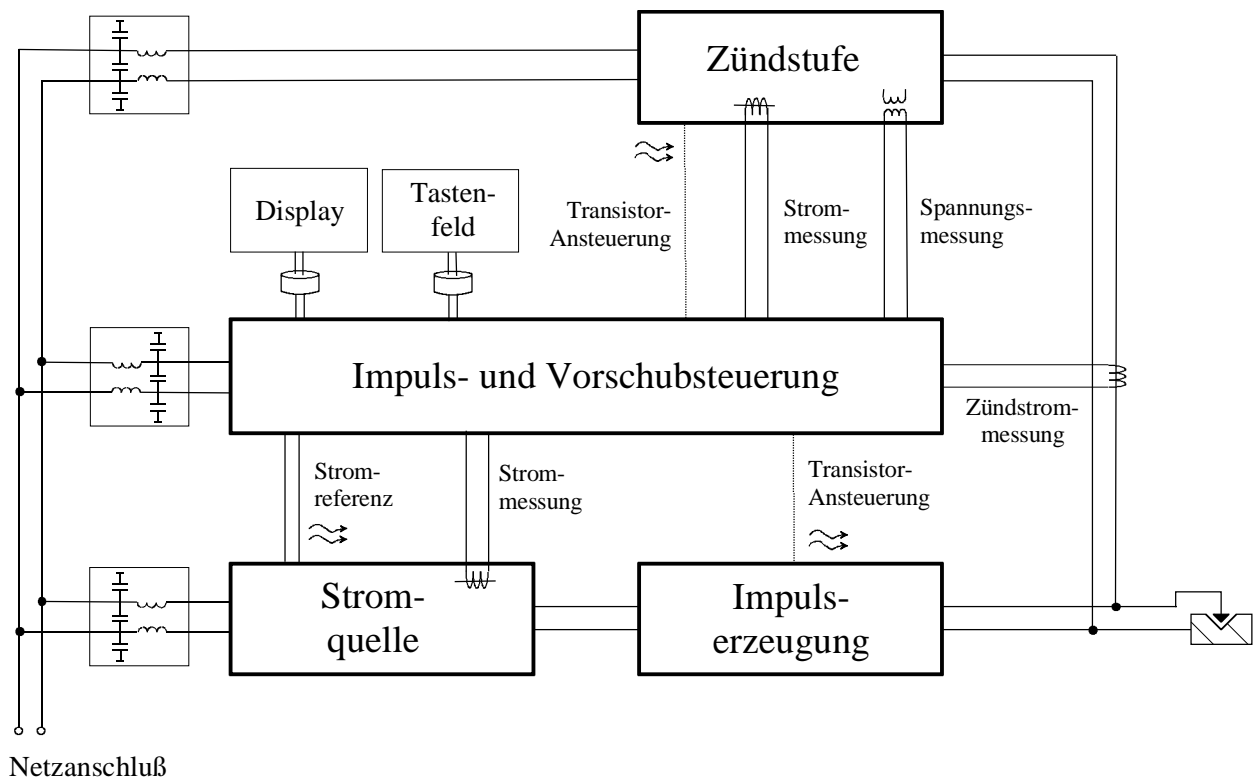


Bild 4.60: Signalverbindungen zwischen Leistungsteil und Steuerung am Beispiel einer Impulsstromquelle.

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

Eine **meßtechnische Untersuchung** der Abstrahlung wird bei Funkerosionsanlagen durch die ortsfeste Installation erschwert. Messungen am Aufstellungsort zeigen die Größenordnung der Feldstärke sowie den relevanten Frequenzbereich, auch können vergleichende Meßreihen durchgeführt werden. Die Meßergebnisse sind jedoch in starkem Maße beeinträchtigt durch Umgebungseinflüsse, wie Reflexionen, Raumresonanzen, Fremdstörer und Sekundärstrahlung durch resonante Fremdobjekte. Eine Extraktion einzelner Strahlungsbeiträge und –mechanismen ist meßtechnisch nur eingeschränkt durchführbar (z. B. durch gezielte Variation des Aufbaus).

Die **Feldsimulation** dagegen ermöglicht eine aufwandsarme und anschauliche Analyse einzelner Strahlungsbeiträge. Dazu wird die Struktur in Einzelstrahlungsquellen zerlegt, die separat betrachtet werden. Die Anregung kann durch gemessene oder simulierte Signale erfolgen. Die Zerlegung ermöglicht eine Rückführung der Ergebnisse auf bekannte Phänomene und erleichtert die sinngemäße Übertragung auf andere Anlagen. Auch treten Ansatzpunkte für eine gezielte Reduzierung der Abstrahlung deutlich hervor. Eine Ermittlung des resultierenden Feldes durch Überlagerung der Einzelbeiträge ist jedoch nur dann möglich, wenn die Phasenbeziehungen der anregenden Signale bekannt sind.

Hier seien die Abstrahlmechanismen einer Funkerosionsanlage anhand eines **Fallbeispiels** untersucht [WLG00, Gie99]. Zugrunde liegt eine Senkerodiermaschine *Exeron SD100A*, die anstelle des serienmäßigen Generators durch einen externen Hochstrom-Nadelimpulsgenerator [Läu97] gespeist wird.

Der Aufbau der Anlage ist in *Bild 5.1* skizziert. Der Generator befindet sich in einem separaten Schaltschrank. Eine geflochtene Leitung („Spaltzuleitung“) führt vom Generator zur Kontaktierungsschleife des Funkenspaltes („Spaltschleife“). Die Spaltschleife ist außerhalb des Maschinenkorpus verlegt. Maschinentisch und Werkstück sind großflächig leitend mit dem Maschinengehäuse verbunden.

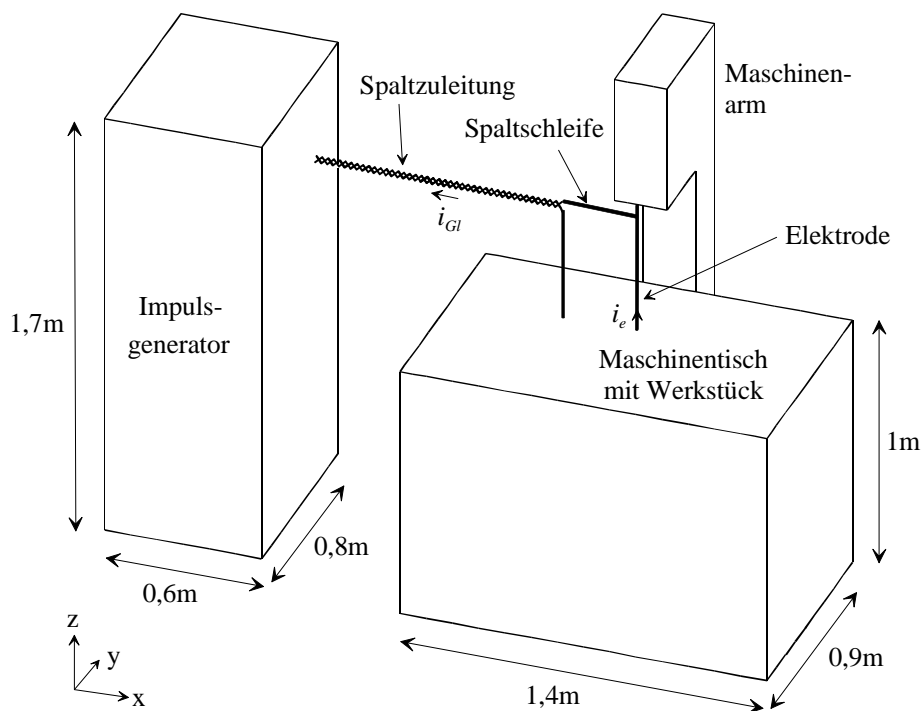


Bild 5.1 Geometrische Struktur der zugrundegelegten Erosionsanlage.

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

Für den breitbandigen Prozeßstrom bilden Spaltschleife und Spaltzuleitung effiziente Strahlerstrukturen. Die Felder werden durch den Maschinenkorpus beeinflusst. Die Abstrahlung durch den Funkenspalt selbst kann vernachlässigt werden: Dem Funke kommt als Signalquelle zentrale Bedeutung zu; als Strahlerstruktur jedoch ist er aufgrund der geringen Spaltweite von lediglich einigen 10µm ineffektiv.

Bild 5.2 zeigt den an der Anlage gemessenen Strom durch die Elektrode in Zeit- und Frequenzbereich. Die Pausenzeit zwischen den Impulsen beträgt 10µs, streuend um den Wert der jeweiligen Zündverzögerungszeit. Neben dem Strom durch Elektrode und Spaltschleife ist der Gleichtaktstrom auf der Spaltzuleitung eine wesentliche Strahlungsursache. *Bild 5.3* zeigt das gemessene Spektrum. Im mittleren und oberen Frequenzbereich erreicht der Gleichtaktstrom nahezu die Amplitudenwerte des Elektrodenstromes.

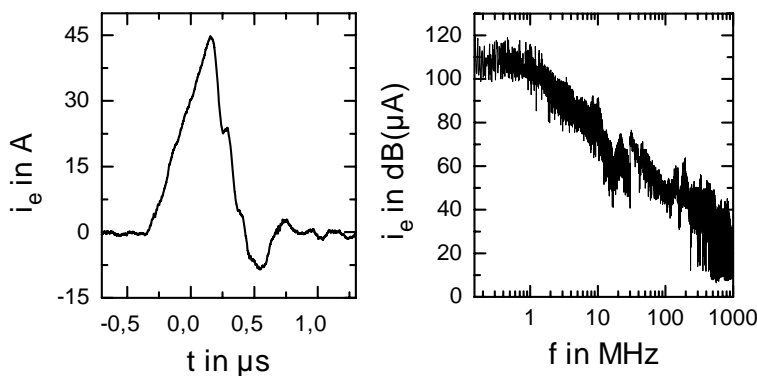


Bild 5.2: Strom durch die Elektrode.

Meßpunkt: unteres Ende der Elektrode (*Bild 5.1*);
Spektrum: Messung im Peak-Modus, Bandbreite 9kHz
($f < 30\text{MHz}$) bzw. 120kHz ($f > 30\text{MHz}$).

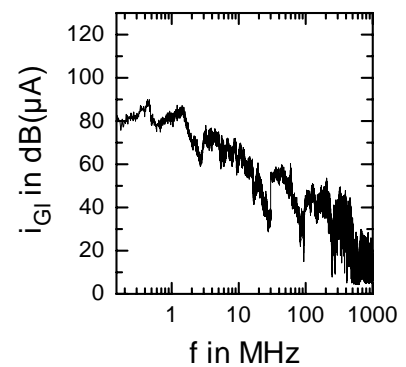


Bild 5.3: Gleichtaktstrom auf der Spaltzuleitung.

Meßpunkt: Leitungsmitte
(*Bild 5.1*).

Es wird folgende **Vorgehensweise** gewählt: Aus der Anlagenstruktur werden schrittweise Feldsimulationsmodelle entwickelt. Die Simulation erfolgt mit Hilfe der Momentenmethode [Bal97] im Frequenzbereich. Es wird das Programmsystem CONCEPT [GS91] genutzt. Eine anschauliche Zerlegung der Problemstellung erhält man durch separate Anregung der Anlagenstruktur im Gegentakt- und im Gleichtaktmodus (*Bild 5.4*).

Zunächst werden die Strahlungseigenschaften der Struktur analysiert; die Feldstärke ist dabei auf den Strom normiert. Die Simulationsergebnisse werden mit Feldbeziehungen für Strahler-Grundstrukturen (Abs. 3.4) verglichen, um eine Interpretation zu ermöglichen. Auch soll gezeigt werden, inwieweit diese Grundstrukturen in der Praxis für Abschätzungen herangezogen werden können.

Die Feldstärkebeiträge von Gegentakt- und Gleichtaktmodus werden durch Entnormierung der Simulationsergebnisse mit den gemessenen Strömen errechnet. Feldstärkemessungen am Aufstellungsort belegen die Plausibilität der Ergebnisse.

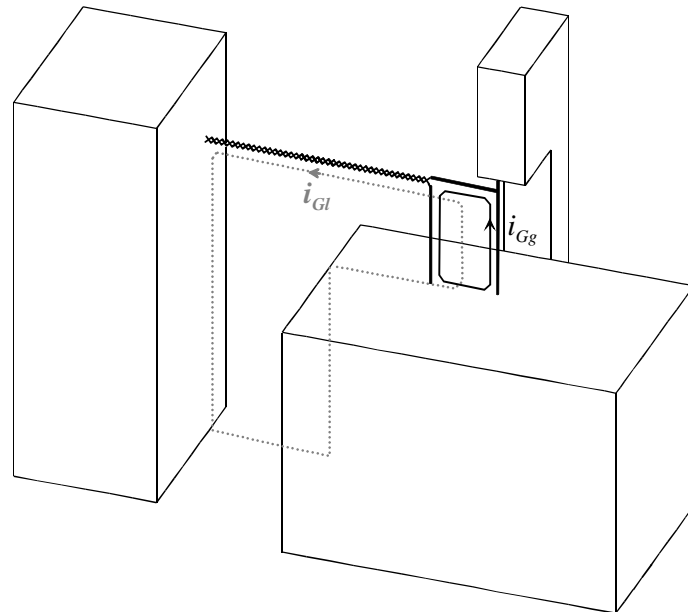


Bild 5.4: Gegentakt- und Gleichtaktanregung der Anlagenstruktur.

5.1 Gegentaktanregung

Dominierender Gegentaktstrahler der Erosionsanlage ist die **Spaltschleife**. Die Gegentaktstrahlung der Spaltzuleitung kann aufgrund der weitgehenden Feldkompensation von Hin- und Rückleiter vernachlässigt werden.

Ausgangspunkt der Modellierung sei eine **Leiterschleife**, die in ihren Abmessungen der Spaltschleife entspricht (Bild 5.5). In Anlehnung an die in der EMV-Normung für Industriegeräte vorgegebenen Meßbedingungen seien vier Feldaufpunkte in 30m Entfernung vom Objekt und in 2m Höhe über dem Boden betrachtet.

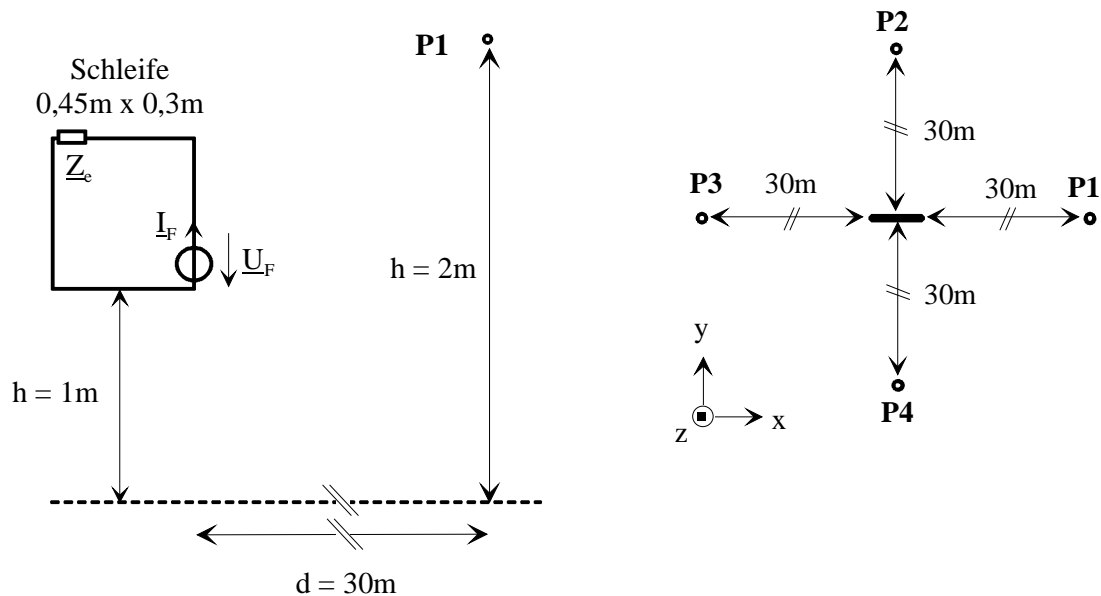


Bild 5.5: Leiterschleife als einfaches Modell für die Spaltschleife und Lage der Aufpunkte.

Die **Anregung** erfolgt im Modell durch eine Spannungsquelle. Ihre Position ist insbesondere im oberen Frequenzbereich, wo sich entlang der Schleife eine inhomogene Stromverteilung ergibt, von Bedeutung. Da für hohe Frequenzen der Funke die dominierende Signalquelle bildet (Abs. 4.2), wird die Spannungsquelle am Ort des Funkenspaltes eingefügt.

Die **Impedanz des Funkenspaltes** ist während der Funkenbrennzeit sehr klein. Außerhalb der Funkenbrennzeit ist die Impedanz durch die Kapazität zwischen Werkzeugelektrode und Werkstück gegeben. Bedingt durch die geringe Spaltweite liegt diese Kapazität typischerweise in der Größenordnung nF. Im Modell wird die Impedanz des Funkenspaltes für beide Zustände als vernachlässigbar klein angenommen.

Die **Impedanz Z_e am Anschlußpunkt der Spaltzuleitung** ist ebenfalls nichtlinear und zeitvariant. In *Bild 5.6* sind beispielhaft die Impedanzverläufe für die einzelnen Schaltzustände dargestellt, die sich bei spannungsfreiem Generator ergeben. Die jeweils leitenden Halbleiter sind bei der Messung kurzgeschlossen. Im Modell kann die Impedanz berücksichtigt werden, indem am Anschlußpunkt der Spaltzuleitung ein Lastelement Z_e eingefügt wird. Die Zustandsabhängigkeit der Impedanz läßt sich im Frequenzbereich jedoch nicht wiedergeben. In vergleichend durchgeführten Simulationen mit Lastelementen, die jeweils statisch einen der verschiedenen Zustände nachbilden, erweist sich der Einfluß von Z_e als gering. Z_e wird daher im Weiteren durch einen Kurzschluß ersetzt.

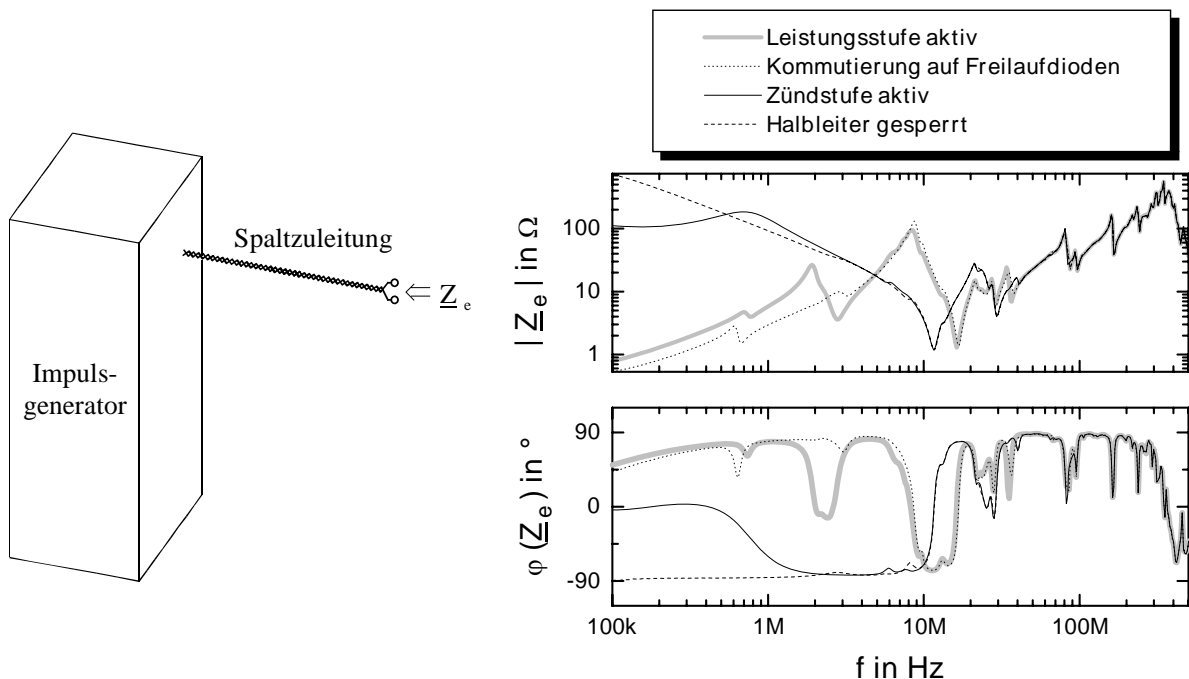


Bild 5.6: Impedanz am Ende der Spaltzuleitung für die verschiedenen Schaltzustände.

Bild 5.7 zeigt beispielhaft das Simulationsergebnis für die resultierende **elektrische Feldstärke** am Aufpunkt P1. Die Feldstärke ist auf den Strom I_F am Speisepunkt normiert. Bei tiefen Frequenzen verhält sich die Schleife wie ein flächengleicher Magnetischer Elementardipol (Gl. 3.18).

Die Anordnung sei um eine **leitfähige Grundebene** erweitert. Die indirekte Welle tritt nahezu vertikal polarisiert am Boden auf und wird gleichphasig reflektiert. Eine Phasenverschiebung zwischen beiden Wellen ergibt sich lediglich auf Grund der verschiedenen Laufzeiten. Am betrachteten bodennahen Aufpunkt überlagern sich direkte und indirekte Welle nahezu phasengleich; es kommt zu einer Pegelerhöhung um 6dB.

Tab. 5.1 zeigt die Fernfeld-Strahlungsdiagramme, die sich bei 1MHz, 50MHz bzw. 300MHz ergeben. Zu höheren Frequenzen hin bilden sich durch die Interferenzen zwischen direkter und am Boden reflektierter Welle eine zunehmende Zahl von Nebenkeulen.

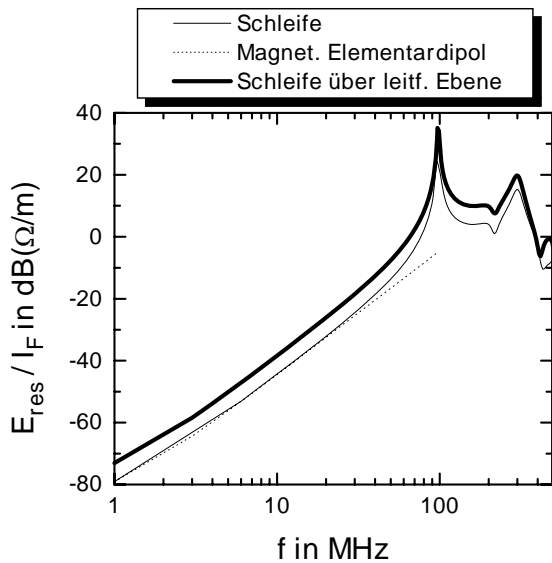


Bild 5.7: Resultierende elektrische Feldstärke der Leiterschleife an Aufpunkt P1 und Einfluß der leitenden Grundebene (Normierung auf Strom I_F am Speisepunkt).

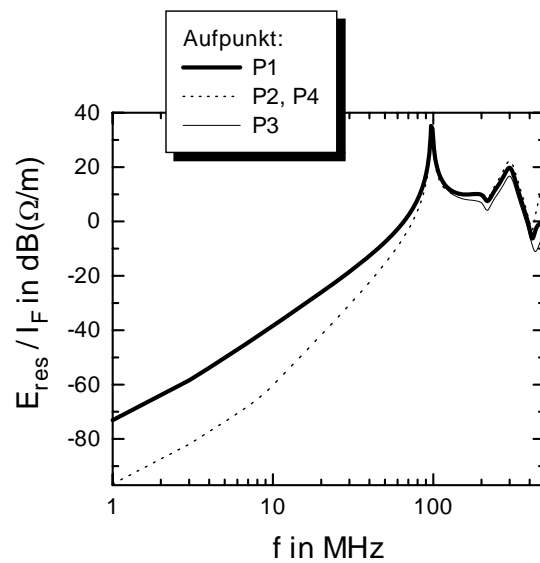
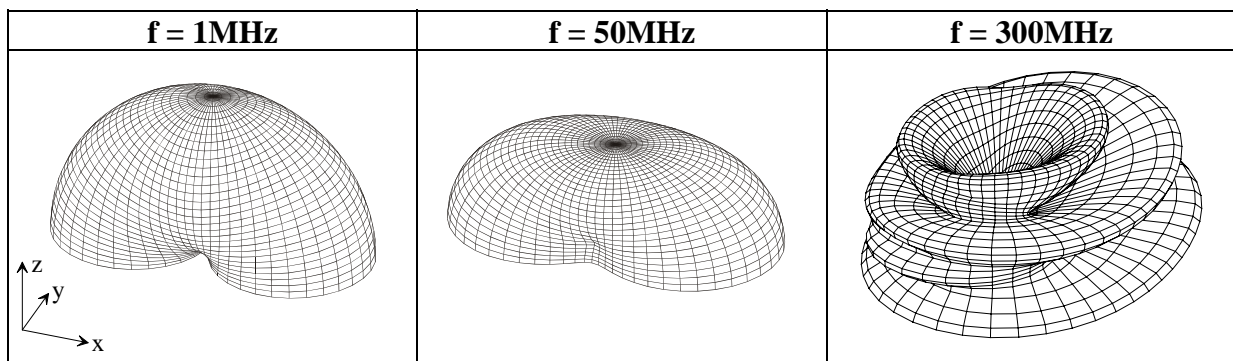


Bild 5.8: Resultierende elektrische Feldstärke der Leiterschleife über leitender Grundebene an den vier Aufpunkten nach Bild 5.5.



Tab. 5.1: Fernfeld-Strahlungsdiagramme der Schleife über leitfähiger Ebene.

Im nächsten Schritt werden der **Maschinenkorpus** und das **Generatorgehäuse** einbezogen (Bild 5.9). Die Anordnung befindet sich weiterhin über einer leitfähigen Grundebene. Die Elektrode der zugrundeliegenden Maschine ist elektrisch isoliert im Maschinenarm eingespannt. Die Kapazität C_S ihrer Spannvorrichtung beeinflusst die Stromverteilung deutlich und wird im Modell berücksichtigt.

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

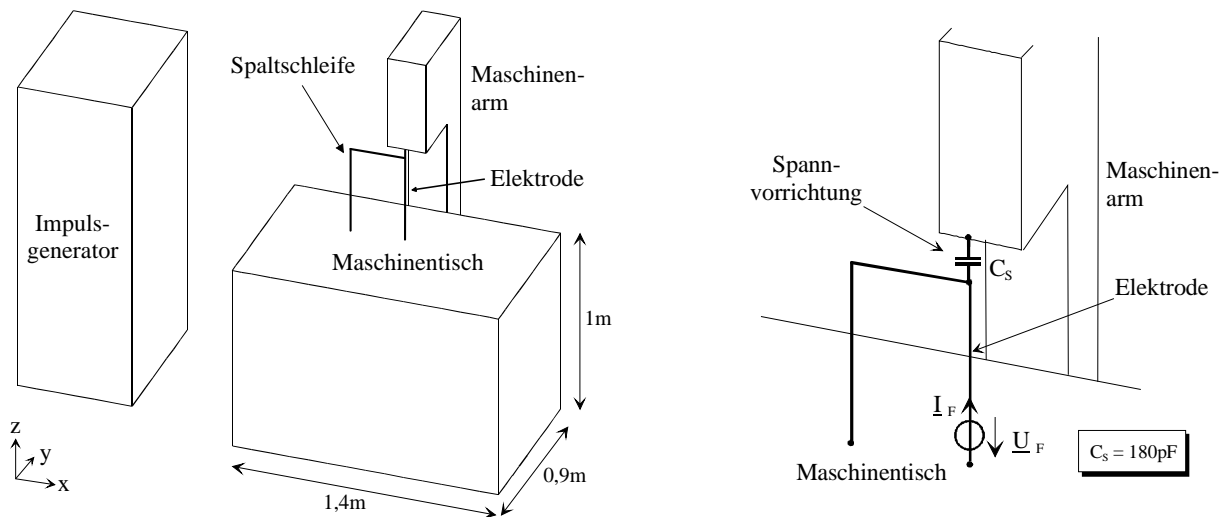


Bild 5.9: Gegentaktsmodell der Anlage: Gesamtansicht und Detailansicht Spaltschleife.

Betrachtet seien wieder die resultierende elektrische Feldstärke an vier Feldaufpunkten in 30m Entfernung zum Objekt und in 2m Höhe über dem Boden (Bild 5.10) sowie die Strahlungsdiagramme (Tab. 5.2). Der **Vergleich mit der Leiterschleife über leitfähiger Ebene** nach Bild 5.5 ergibt:

- In Größenordnung und grober Charakteristik stimmt der normierte Feldstärkeverlauf des Anlagenmodelles mit dem der Leiterschleife überein. Die höchsten Feldstärkewerte werden bei der gewählten Normierung wieder bei der Resonanzfrequenz der Spaltschleife erreicht.
Die Resonanz ist nun jedoch unschärfer und zu einer höheren Frequenz verschoben (ca. 135MHz statt 100MHz).
- Im Frequenzbereich unterhalb von 10MHz ist die Richtwirkung der Spaltschleife erkennbar. Der Pegel in der Hauptstrahlungsrichtung wird durch den Maschinenkörper bei tiefen Frequenzen kaum beeinflusst.
- Bei höheren Frequenzen gewinnt der Strom durch die gleichgroße Schleife, die von Elektrode, Spannvorrichtung und Maschinenarm (Bild 5.9 rechts) gebildet wird, an Bedeutung. Die Richtwirkung nimmt ab.
- Eine Abschattung des Feldes durch Generatorgehäuse und Maschinenarm ist insbesondere im Frequenzbereich zwischen 30MHz und 80MHz erkennbar (vgl. Aufpunkt P1 mit P3 bzw. P2 mit P4).

Die **Polarisierung** des Feldes sei beispielhaft an Aufpunkt P1 betrachtet. Zu berücksichtigen sind die Komponenten E_z (vertikale Polarisierung) und E_y (horizontale Polarisierung); E_x liegt nahezu in Feldausbreitungsrichtung und ist im Fernbereich vernachlässigbar klein. Wie Bild 5.11 zeigt, ist das elektrische Feld am Aufpunkt im unteren und mittleren Frequenzbereich nahezu vertikal polarisiert.

In Bild 5.12 ist die Feldstärke über der Höhe aufgetragen, wie sie bei Durchführung eines Höhenscans bei einer Frequenz von 300MHz am Ort von Aufpunkt P1 zu messen wäre. Am Boden wird die vertikal polarisierte Feldkomponente gleichphasig reflektiert, die horizontale Feldkomponente gegenphasig. In Bodennähe ergeben sich für direkte und reflektierte Welle nahezu gleiche Laufzeiten. Hier überlagern sich die vertikal polarisierten Anteile beider Wellen additiv, während sich die horizontal polarisierten Anteile auslöschen.

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

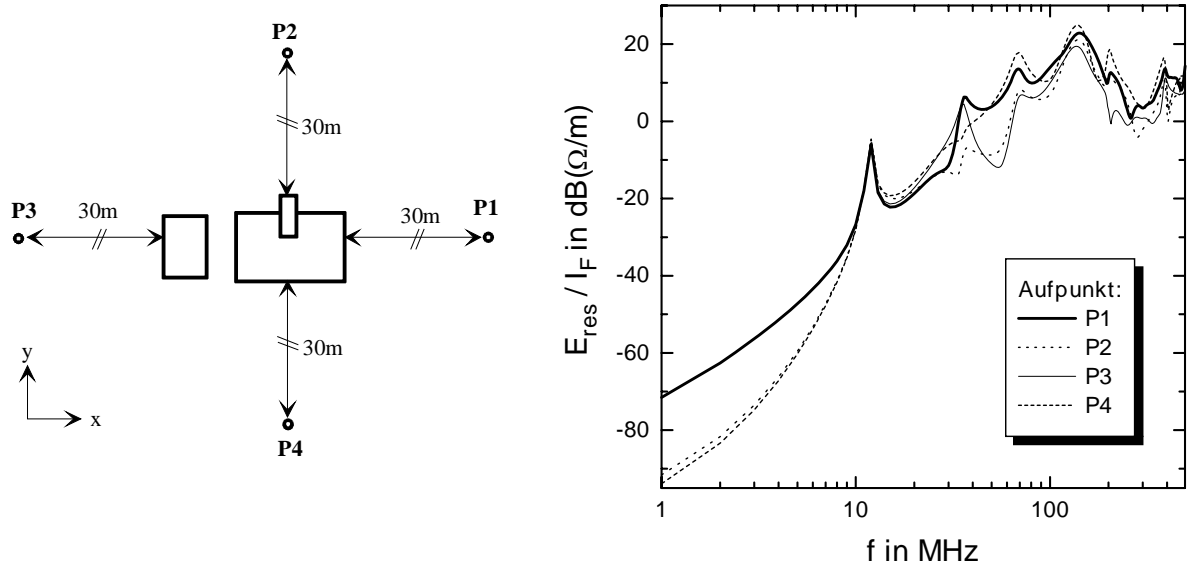
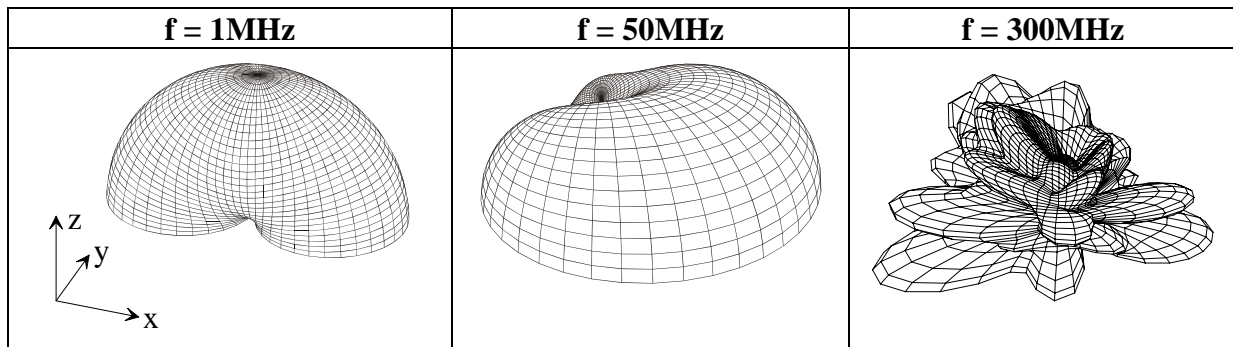


Bild 5.10: Feldaufpunkte und resultierende elektrische Feldstärke normiert auf den Fußpunktstrom I_F .



Tab. 5.2: Fernfeld-Strahlungsdiagramme des Anlagenmodelles bei Gegentaktanregung.

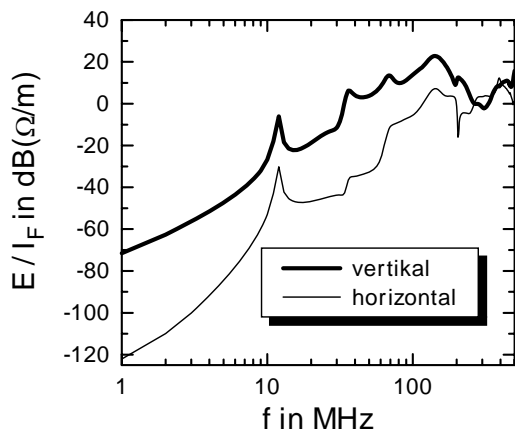


Bild 5.11: Horizontal und vertikal polarisierte Feldkomponente an Aufpunkt P1.

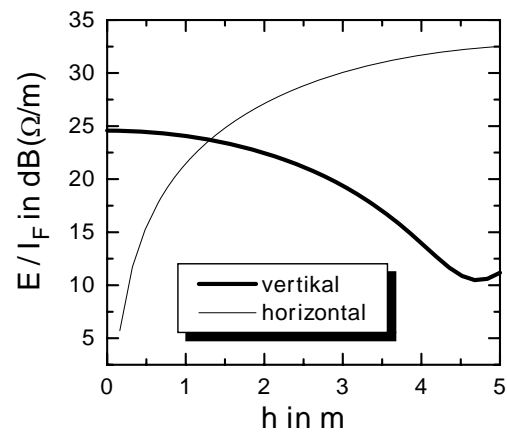


Bild 5.12: Abhängigkeit der Feldkomponenten von der Höhe des Aufpunktes über dem Boden ($f = 300\text{MHz}$).

5.2 Gleichtaktanregung

Neben dem Gegentaktstrom durch die Spaltschleife trägt der **Gleichtaktstrom durch die Spaltzuleitung** erheblich zur Strahlung bei. Sein Strompfad schließt sich über Spaltschleife, Maschinenaufbau, Erde und Generator.

Bild 5.13 zeigt die Wiedergabe im Modell. Hin- und Rückleiter der Spaltzuleitung lassen sich für den Gleichtaktmodus zu einem gemeinsamen Stab zusammenfassen. Die Spaltschleife ist vollständig in das Modell einbezogen. Die Gleichtaktimpedanz \underline{Z}_{GI} des Generators Ausgangs (Bild 5.14) ist deutlich höher als die Gegentaktimpedanz und nur geringfügig vom Schaltzustand abhängig. Sie wird durch ein RLC-Ersatzschaltbild modelliert. Um die Struktur im Gleichtaktmodus anzuregen, muß die Spannungsquelle abweichend von den exakten Gegebenheiten vom Ort des Funkenspaltes in die Spaltzuleitung verschoben werden. Die Impedanz des Funkenspaltes wird auch hier als klein angenommen; der Spalt ist im Modell kurzgeschlossen.

Betrachtet sei wieder die elektrische Feldstärke an den vier Aufpunkten, normiert auf den Strom am Speisepunkt (Bild 5.15). Bedingt durch die größere aufgespannte Stromschleife ergeben sich im unteren Frequenzbereich deutlich höhere Feldstärkepegel als bei Gegentaktanregung. Auch setzen die Resonanzen schon bei tieferen Frequenzen ein.

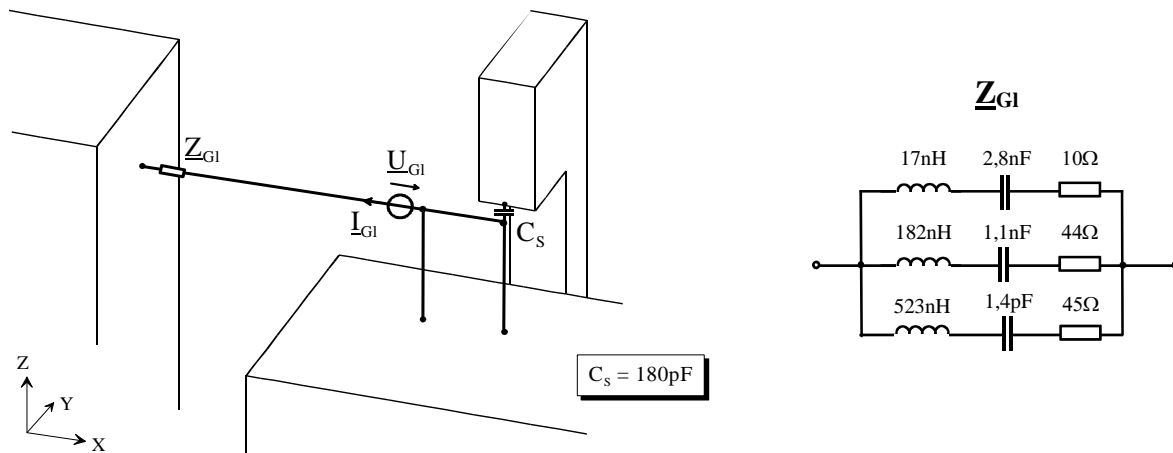


Bild 5.13: Gleichtaktmodell der Anlage und Modell für Gleichtaktimpedanz \underline{Z}_{GI} des Generators.

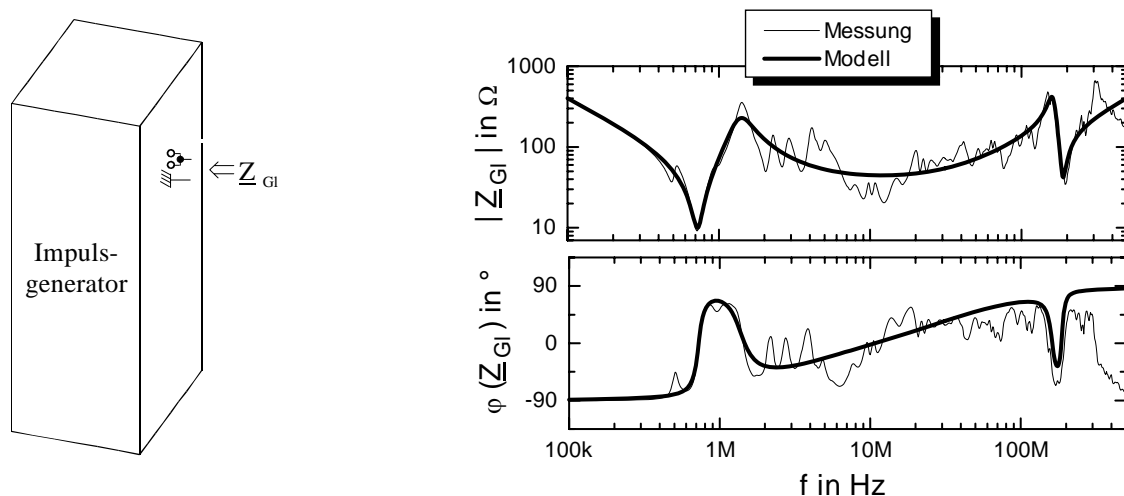


Bild 5.14: Gleichtaktimpedanz des Generators, gemessen zwischen kurzgeschlossenem Generatorsausgang und Gehäuse (spannungsfreier Zustand, alle Halbleiter gesperrt).

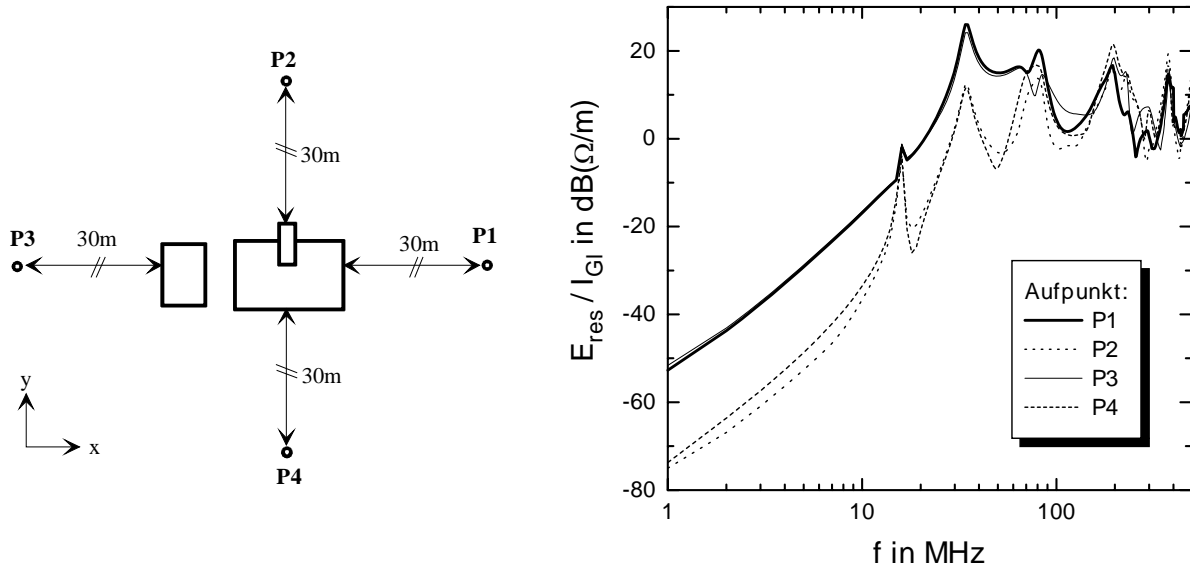
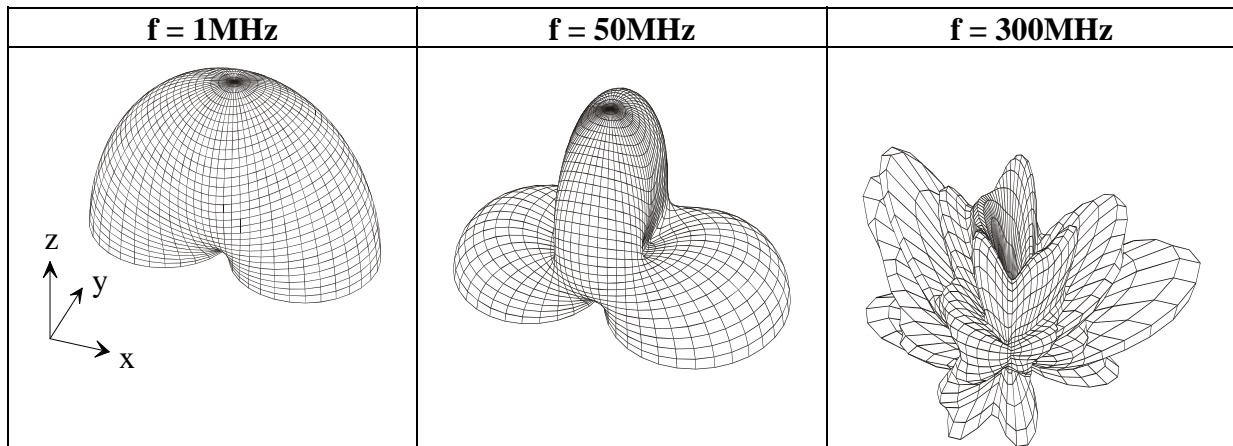


Bild 5.15: Resultierende elektrische Feldstärke normiert auf den Strom I_{GI} am Speisepunkt.



Tab. 5.3: Fernfeld-Strahlungsdiagramme des Anlagenmodelles bei Gleichaktanregung.

5.3 Vergleich mit Strahler-Grundstrukturen

Die in Absatz 3.4 zusammengestellten Strahler-Grundstrukturen bieten gegenüber Simulationsmodellen den Vorteil einer anschaulichen analytischen Beschreibung. Die Feldbeziehungen der Grundstrukturen sind mit geringstem Aufwand ohne spezielle Software zu berechnen, was ihrer Nutzung für entwicklungsbegleitende Abschätzungen entgegenkommt.

Um zu prüfen, inwieweit die Feldbeziehungen der Strahler-Grundstrukturen hier eine angemessene Beschreibung liefern, seien sie mit den Simulationsergebnissen für das Anlagenmodell verglichen. Dazu wird unter Berücksichtigung aller vier Aufpunkte aus den Simulationsergebnissen (Bilder 5.10, 5.15) die maximale Feldstärke gebildet. Normiert ist die Feldstärke nun auf das Strommaximum I_{max} , das bei der jeweiligen Frequenz entlang der Leiter auftritt. Die Strommaxima sind aus den Simulationsdateien extrahiert. Berücksichtigt sind bei der Maximumbildung nur die Ströme auf den Stabstrukturen (Spaltzuleitung, Spaltschleife und Elektrode). Die Flächenströme sind dagegen unberücksichtigt gelassen; meßtechnisch könnten sie nur unter großem Aufwand bestimmt werden. Für die Strahler-Grundstrukturen ist der größtmögliche Beitrag von Bodenreflexionen durch Addition von 6dB eingerechnet.

Im **unteren Frequenzbereich** verhält sich die Struktur der Anlage sowohl bei Gegentakt-, als auch bei Gleichaktanregung nahezu wie eine stromdurchflossene Leiterschleife. Solange der Umfang der Stromschleife klein gegenüber der Wellenlänge ist, liefert der magnetische Elementardipol nach Gl. 3.18 für das Fernfeld der Anlage eine sehr gute Näherung (*Bild 5.16*). Die vollständigen Feldbeziehungen nach Gl. 3.19 sind bis in den Übergangsbereich zum Nahfeld hinein anwendbar, solange der Aufpunktabstand groß gegen die Strukturabmessungen bleibt. Innerhalb ihres Gültigkeitsbereiches geben die Gleichungen des magnetischen Elementardipoles auch Ortsabhängigkeit und Orientierung des Feldes wieder.

Im **mittleren und oberen Frequenzbereich** können einfache Grundbeziehungen nur grobe Schätzungen liefern. In der Praxis ist es jedoch oft schon hilfreich, die Größenordnung des Feldes zu kennen.

Übersteigen die Abmessungen der Struktur die Wellenlänge λ , kommt es durch Phasenverschiebungen zu einer teilweisen Feldkompensation. Die Feldstärke wächst nicht weiter an. So läßt sich die Feldstärke eines beliebig langen elektrischen Dipoles nach oben abschätzen, indem unabhängig von seiner tatsächlichen Länge und Orientierung die ungünstigsten Bedingungen eingesetzt werden (Länge: $l=\lambda$; Aufpunkt in Hauptstrahlungsrichtung, siehe Abs. 3.4).

Erreicht oder übersteigt die Ausdehnung einer Struktur die Größenordnung der Wellenlänge, so liefert der Vergleich mit dem λ -Dipol gemäß Gl. 3.17 einen Richtwert für die Größenordnung des Feldstärkebeitrags. Durch die Vernachlässigung der konkreten Strukturgeometrie gehen jedoch sämtliche Informationen über Richtungsabhängigkeit und Orientierung der Feldstärke verloren. Im Nahbereich verliert diese Abschätzung jegliche Gültigkeit.

Der **Vergleich** zeigt, daß für offenliegende Strahlerstrukturen, wie sie bei Funkerosionsanlagen mit ungeschirmtm Bearbeitungsraum vorliegen, bereits einfachste Grundgleichungen eine gute Vorabschätzung der Fernfeld-Größenordnung erlauben, obwohl Effekte wie Gehäusereflexionen, Hohlraumresonanzen oder Sekundärstrahlung nicht berücksichtigt werden können.

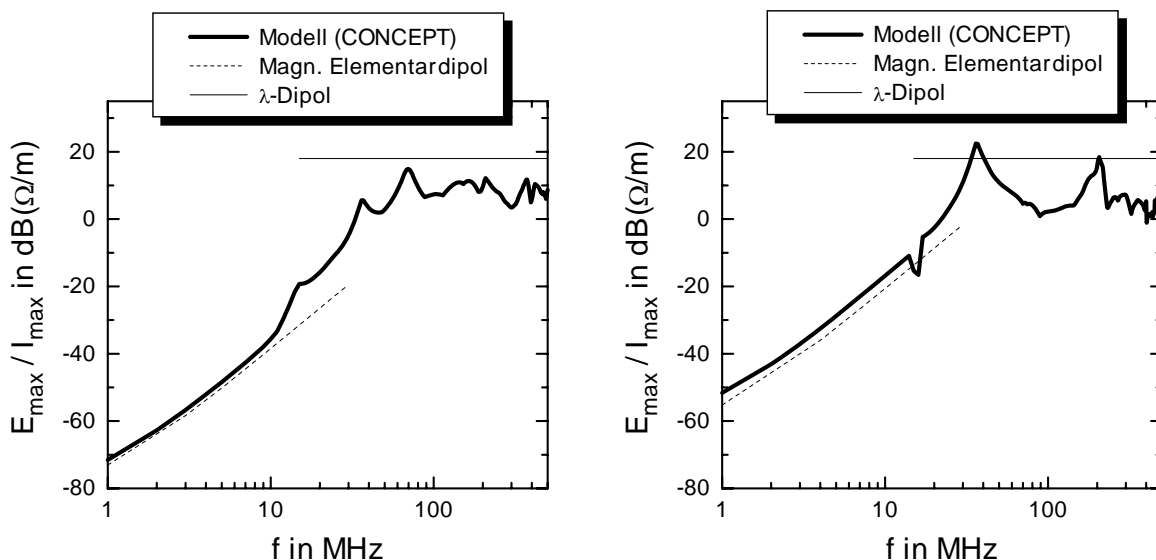


Bild 5.16: Maximalfeldstärke aller vier Feldaufpunkte im Vergleich mit Strahler-Grundstrukturen:

Links: Feldstärke bei Gegentaktanregung (normiert auf Strommaximum entlang der Spaltschleife).

Rechts: Feldstärke bei Gleichaktanregung (normiert auf Strommaximum entlang der Spaltzuleitung).

5.4 Berechnung der Feldstärkebeiträge und Wertung

Die Feldstärke läßt sich ermitteln, indem die normierten Feldstärkeverläufe aus der Simulation mit den gemessenen Strömen entnormiert werden. Zwei **Vorgehensweisen** sind möglich:

1. Es werden die auf den Strom an einem konkreten Punkt normierten Feldstärkeverläufe genutzt (Bilder 5.10, 5.15). Dann ist für Gegentakt- und Gleichtaktmodus jeweils nur eine Strommessung erforderlich.
2. Entlang der Struktur wird aus den Simulationsdaten für jede Frequenz das Strommaximum ermittelt; die simulierte Feldstärke wird auf das Strommaximum normiert (Abs. 5.3). An der Anlage werden die Stromspektren an verteilten Meßpunkten gemessen, und es wird ebenfalls für jede Frequenz das Maximum gebildet. Die normierten Feldstärkespektren können nun mit den gemessenen Strommaxima entnormiert werden.¹

Hier wird die zweite Vorgehensweise gewählt, die eine größere Unempfindlichkeit gegenüber Unterschieden in der Stromverteilung zwischen Modell und realem Objekt verspricht.

Meßtechnisch ist eine **Modenzerlegung** des Stromes durch die Spaltschleife nicht durchführbar. Für die Anregung des Gegentaktmodelles wird daher näherungsweise der Strom durch Spaltschleife und Elektrode ohne Modenzerlegung direkt herangezogen. Bei der Maximumbildung sind 7 Strommeßpunkte berücksichtigt. Als Anregung für das Gleichtaktmodell dient der maximale auf der Spaltzuleitung gemessene Gleichtaktstrom. Hier werden 5 Strommeßpunkte gesetzt.

Bild 5.18 zeigt die **berechnete Feldstärke**. Dargestellt ist das Maximum, das aus der resultierenden Feldstärke an den Aufpunkten P1...4 gewonnen wurde. Zugrunde liegen die normierten Feldstärkeverläufe nach Bild 5.16 und die gemessenen Maximalströme nach Bild 5.17. Es ergeben sich hohe Feldstärkebeiträge sowohl für den Gegentakt- als auch Gleichtaktmodus. Eine exakte Berechnung des Gesamtfeldes durch Überlagerung der Feldbeiträge ist nicht möglich, da die Phasenbeziehungen der Ströme nicht bekannt sind, eine Abschätzung nach oben kann jedoch durch Addition beider Beiträge gewonnen werden (hier nicht dargestellt).

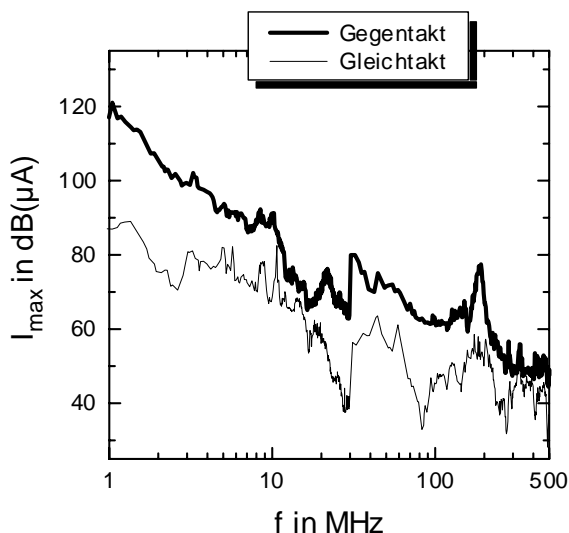


Bild 5.17: Maxima der gemessenen Stromspektren (Messung im Peak-Modus, Bandbreite 9kHz für $f < 30\text{MHz}$ bzw. 120kHz für $f > 30\text{MHz}$).

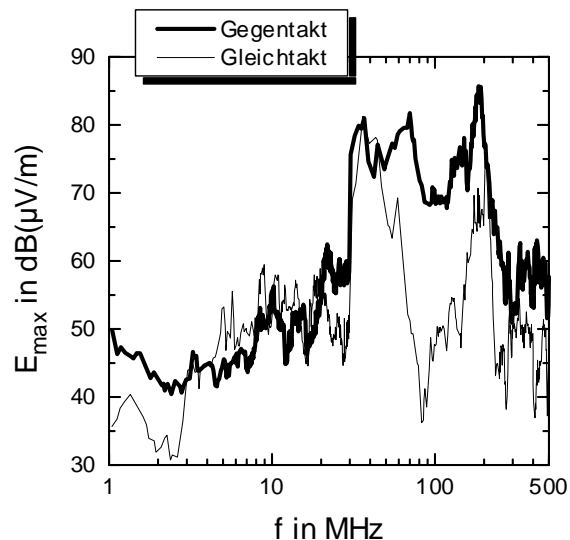


Bild 5.18: Berechnete Feldstärkebeiträge von Gegentakt- und Gleichtaktmodus (Maximum der resultierenden Feldstärke an den 4 Aufpunkten nach Bild 5.10).

¹ Anstelle der Strommaxima lassen sich alternativ die Strommittelwerte entlang der Struktur als physikalisch sinnvolle Normierungsgrößen nutzen.

Im Frequenzbereich unterhalb von ca. 3MHz sowie im Frequenzbereich oberhalb von 50MHz dominiert der Gegentaktbeitrag (Bild 5.18). Im mittleren Frequenzbereich sind Gegentakt- und Gleichtaktbeitrag nahezu gleichwertig. Der höchste Feldstärkepegel tritt bei 200MHz auf. Ursache ist die Resonanz der Elektrode, die durch ihre Einspannung als dachbelastete Stabantenne wirkt.

Für eine **Verifikation** der Simulationsmodelle werden Feldstärkemessungen an der als Vorbild dienenden Anlage vorgenommen. Durch die räumlichen Bedingungen am Aufstellungsort wird die Wahl der Meßpunkte eingeschränkt. Die Messungen erfolgen im Nahbereich der Anlage. Bild 5.19 zeigt einen Meßpunkt, der gleichzeitig der Simulation als Aufpunkt zugrundegelegt wird. In Anlehnung an die Norm [EN55011] und gemäß der Konvention wird im Frequenzbereich unterhalb von 30MHz das Magnetfeld gemessen, im Frequenzbereich oberhalb von 30MHz das elektrische Feld.

In Bild 5.20 sind beispielhaft die Feldkomponenten H_y und E_z aus Simulation und Messung aufgetragen. Aufgrund der Umgebungseinflüsse ist eine hohe Meßunsicherheit in Rechnung zu stellen. Dennoch zeigen die simulierten Feldstärkebeiträge im Vergleich mit der gemessenen Gesamtfeldstärke eine hohe Plausibilität.

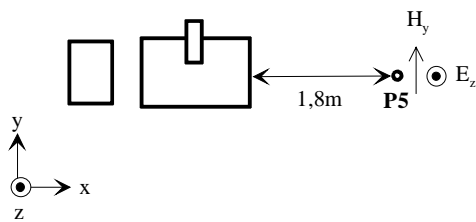


Bild 5.19: Aufpunkt im Nahbereich der Anlage für Verifikation des Simulationsmodelles. Höhe über dem Boden: 1,25m.

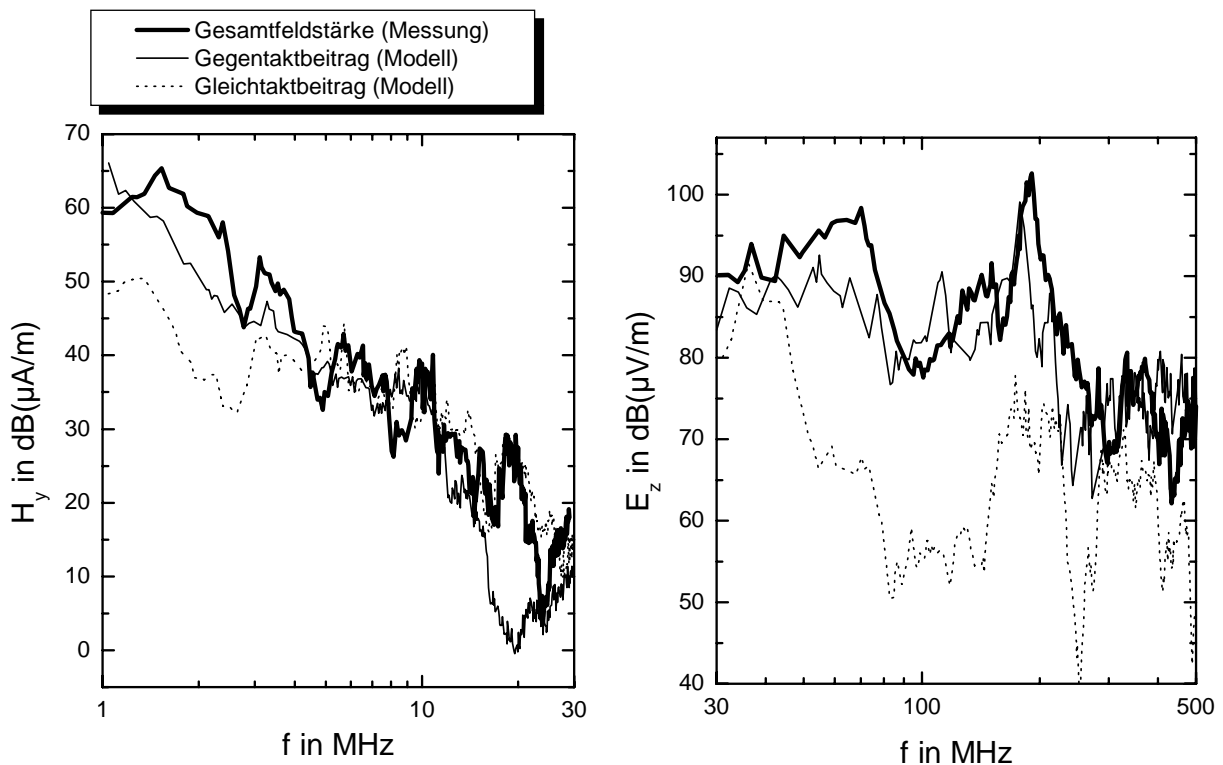


Bild 5.20: Vergleich zwischen gemessener Feldstärke und simulierten Feldbeiträgen von Gegentakt- und Gleichtaktmodus (Aufpunkt: Bild 5.19).

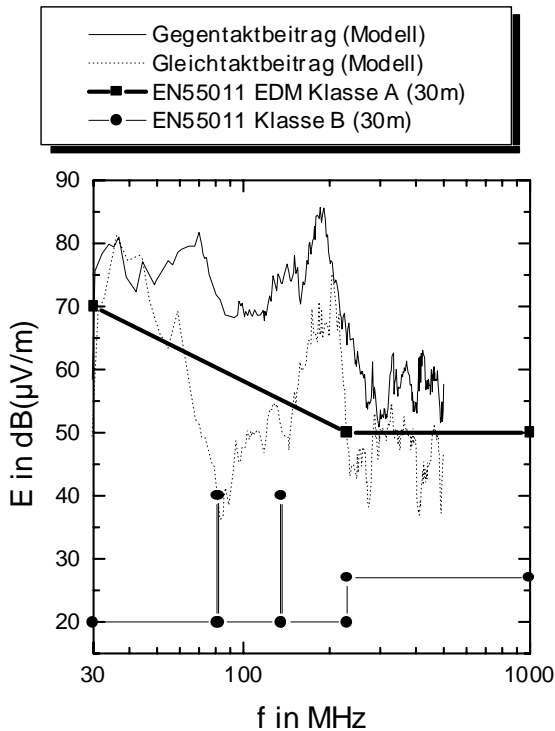


Bild 5.21: Vergleich der Feldstärkebeiträge mit den Grenzwerten nach [EN 55011]. Die Grenzwerte sind auf einen Meßabstand von 30m umgerechnet.

Für Klasse A ist der erleichterte Grenzwert für Erodiermaschinen und Lichtbogenschweißrichtungen aufgetragen.

Für eine **Wertung** stellt Bild 5.21 die errechneten Feldstärkebeiträge nach Bild 5.18 den Störstrahlungsgrenzwerten der europäischen Produktfamiliennorm [EN55011] gegenüber. Um einen Vergleich zu ermöglichen, sind die Grenzwerte, wie in der Norm vorgeschlagen, durch Subtraktion von 9,5dB vom Meßabstand 10m auf 30m umgerechnet (Annahme von Fernfeldbedingungen, daher proportionale Abnahme der Feldstärke mit dem Meßabstand, Abs. 2.3.1).

Die Norm unterscheidet zwei Umgebungsklassen, Kriterium ist die Art des Niederspannungs-Versorgungsnetzes: Klasse A umfaßt Geräte und Anlagen, die an einem reinen Industrienetz betrieben werden; Ausnahmen bedürfen der behördlichen Genehmigung. Geräte der Klasse B dürfen mit Wohngebäuden am selben Netz betrieben werden.

Bei Einhaltung der Grenzwerte ist die EMV mit der Umgebung nicht zwangsläufig sichergestellt, darf aber von Inverkehrbringer und Betreiber angenommen werden, solange keine Unverträglichkeiten bekannt werden (Vermutungsprinzip).

Bei Einstufung in Klasse A (reines Industrienetz) wird Erodiermaschinen und Lichtbogenschweißrichtungen ein spezieller um bis zu 25dB höherliegender Störstrahlungsgrenzwert zugebilligt, auch entfallen für diese Anlagen die Grenzwerte im Frequenzbereich unterhalb von 30MHz. Der erhöhte Grenzwert entspricht in seiner Größenordnung dem typischen Feldstärkepegel einer Funkerosionsanlage: Abhängig von Generatortyp, Prozeßparametern und Anlagenaufbau wird so ein Betrieb ohne elektromagnetische Abschirmung ermöglicht - offenkundig gezielt, um der Einschränkung Rechnung zu tragen, die eine Schirmung für Beschickung und Prozeßbeobachtung bedeutet.

Die vorliegende mit Hochstrom-Nadelimpulsgenerator betriebene Anlage verfehlt ohne Gegenmaßnahmen selbst den speziell erhöhten Grenzwert; dies gilt auch dann, wenn man berücksichtigt, daß die Grenzwerte eine Messung mit dem Quasi-Peak-Detektor anstelle des Peak-Detektors voraussetzen (Abs. 2.1.3 und Bild 4.51).

Kleine und mittelständische Betriebe werden in der Regel mit Wohngebäuden gemeinsam aus einem Niederspannungsnetz versorgt. Hier gelten die Grenzwerte der Klasse B, oder es ist eine Beurteilung in jedem Einzelfall erforderlich. Die Grenzwerte der Klasse B liegen in einer anderen Größenordnung, sie sind bis zu 50dB strenger (*Bild 5.21*). Es ist keine Erleichterung für Funkerosionsanlagen vorgesehen, und es wird auch der Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz abgedeckt.

Typische Funkerosionsanlagen verfehlen die Grenzwerte der Klasse B deutlich, sofern keine gezielten Maßnahmen zur Feldstärkereduzierung ergriffen sind.

Hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit von **Herzschrittmachern oder anderen elektronischen Implantaten** mit Funkerosionsanlagen ist aus folgenden Gründen besondere Umsicht geboten:

- Wie oben gezeigt, kann die Störfeldstärke von Funkerosionsanlagen im Vergleich zu der anderer Geräten und Anlagen außergewöhnlich hoch sein.
- Das Störfeld der Anlage ist breitbandig. Es werden gleichzeitig die Körperresonanzen des Implantatträgers und die Leitungsresonanzen des Implantats angeregt (z. B. Elektrodenleitung beim Herzschrittmacher).
- Bedingt durch Schwingungen im Prozeßverlauf (z. B. periodisches Aussetzen durch prozeßbedingte Verunreinigungen im Dielektrikum, Schwingung der Vorschubsteuerung) kann das Störfeld mit Frequenzen amplitudenmoduliert sein, die in der Größenordnung der Pulsfrequenz des Herzens liegen. Dies erhöht bei Herzschrittmachern die Gefahr von Fehlbeeinflussungen.

Für die Störfestigkeit von Herzschrittmachern sehen ältere Normen Störfestigkeitsprüfungen nur für den Frequenzbereich unterhalb von 30MHz vor [EN50061/A1, EN45502-2-1E]. Zudem sind dort die Grenzwerte nicht bindend: Bei Nichteinhaltung genügt ein Hinweis in den Begleitpapieren.

Erst seit 2002 besteht ein Normentwurf für die Störfestigkeit von Herzschrittmachern, der auch den Frequenzbereich oberhalb von 30MHz abdeckt [VDE0848-3-1]. War bis dahin nur die Störfestigkeit des Herzschrittmachers durch die Spezifikation der in die Elektrodenleitung eingekoppelten Spannung festgelegt, so sind nun auch Feldstärkewerte für zulässige Aufenthaltsorte abgeleitet. Grenzwerte für weitere aktive Körperhilfen sind in Beratung und sollen aufgenommen werden.

In [VDE0848-3-1] werden drei Störfestigkeitskategorien unterschieden: Kategorie 0 „angemessen störfest“, Kategorie 1 „eingeschränkt störfest“ und Kategorie 2 „störempfindlich“. Bei Herzschrittmachern der Kategorie 2 ist keine allgemeine Aussage zur Störfestigkeit möglich. Schrittmacher der Kategorie 1 erfüllen Störfestigkeitsgrenzwerte, die ausschließlich auf speziellen in der Nachrichtentechnik genutzten Signalformen basieren.

Um zu allgemeingültigeren Grenzwerten zu gelangen, ist für Kategorie 0 „angemessen störfest“ ein Test mit Signalformen vorgeschrieben, die für Herzschrittmacher als ungünstigste Fälle betrachtet werden können (getasteter Träger, Umtastung zwischen unmoduliertem und amplitudenmoduliertem Träger). Die Grenzwerte beziehen sich auf Schmalbandstörungen diskreter Frequenz. Für Breitbandstörungen mit diskretem Spektrum (periodische Störungen) sind Überlagerungsvorschriften angegeben. Eine Umrechnung der Störwirkung auf Störer mit hohem stochastischen Signalanteil ist nicht allgemein möglich, es kann daher keine direkte Anwendung auf die Funkerosionsanlage erfolgen. Immerhin geben die für periodische

Signale spezifizierten Grenzwerte wertvollen Aufschluß über die Größenordnung der zulässigen Feldstärke.²

Der Norm-Entwurf sieht kein Verbot vor, weiterhin Herzschrittmacher der Kategorien „eingeschränkt störfest“ oder gar „störempfindlich“ in Verkehr zu bringen.

Der VDE-Entwurf fand keinen Eingang in die europäische Normung. Dort wurde stattdessen [EN45502-2-1E] überarbeitet und im Frequenzbereich erweitert [EN45502-2-1]. Diese Norm bleibt jedoch eine reine Prüfvorschrift für den Herzschrittmacher selbst: Sie kann nicht zur Beurteilung zulässiger Aufenthaltsorte herangezogen werden, denn es fehlen nach wie vor die Ableitung zulässiger Umgebungsfeldstärken sowie Überlagerungsvorschriften für Breitband-signale. Die Prüfung erfolgt nur bei wenigen festgelegten Frequenzen. Mittelfristig ist zudem noch mit der Weiternutzung von Herzschrittmachern zu rechnen, die nach der alten Norm oder mit herstellerspezifischen Prüfverfahren getestet sind.

Angesichts der ungünstigen Signalcharakteristik bei der Funkerosion und der lückenhaft genormten Störfestigkeit der Implantate erscheint es geboten, den Zugang zur näheren Anlagenumgebung für Träger von aktiven Körperhilfen durch entsprechende Kennzeichnung zu sperren, um eine unnötige Gefährdung auszuschließen.

Soll einer Person mit aktiver Körperhilfe aus beruflichen Gründen der Zugang zur Anlage gezielt gestattet werden, so ist eine Einzelfallprüfung unter Betrachtung des konkreten Implantates und der jeweiligen Funkerosionsanlage erforderlich.³ Die Kontaktierung des Implantatherstellers ist anzuraten. Bei einer Vermessung des Arbeitsplatzes ist die starke Abstandsabhängigkeit des Nahfeldes zu berücksichtigen. Zur Erhöhung der Sicherheitsmarge kann es sich empfehlen, durch eine Teilabspernung für den Bediener während des Betriebes der Anlage einen Mindestabstand zur Spaltschleife vorzugeben.

5.5 Maßnahmen gegen feldgebundene Störaussendung

Die Sicherstellung der EMV einer Funkerosionsanlage mit ihrer Umgebung wird in den meisten Fällen gezielte Maßnahmen erfordern, die eine Absenkung der Störfeldstärke bewirken. Dies gilt insbesondere dann, wenn die Anlage außerhalb eines reinen Industrieareals betrieben werden soll. Die Maßnahmen müssen breitbandig und weitgehend richtungsunabhängig wirken. Prinzipiell läßt sich die Feldstärke reduzieren

- durch die Vermeidung von Feldquellen,
- durch Feldkompensation,
- durch Schirmung.

5.5.1 Vermeidung von Feldquellen

Die Vermeidung von Feldquellen kann bei der Leitergeometrie oder bereits bei den leitungsgebundenen Signalen angesetzt.

Die Spaltschleife sollte so klein gehalten werden, wie es die Werkstückabmessungen zulassen. Eine Verkleinerung der Spaltschleife senkt den Feldstärkepegel im unteren Fre-

² Die Grenzwerte für „angemessen störfeste“ Herzschrittmacher gemäß [VDE0848-3-1] zeugen von einer sehr hohen Störfestigkeit. Vorabschätzungen legen nahe, daß ein sicherer Betrieb derartiger Implantate auch im Anlagen-Nahbereich möglich sein kann. Die bei der Funkerosion eingesetzten Impuls- und Prozeßparameter variieren jedoch sehr (Tab. 1.1). Zudem sind auf Grund der starken Abhängigkeit des Nahfeldes vom konkreten Aufbau der Anlage und vom Aufenthaltsort ähnlich pauschale Aussagen, wie sie für das Fernfeld getroffen wurden, nicht möglich. Auf eine genaue Analyse des Einzelfalles darf daher nicht verzichtet werden. Um die Wirkung der stochastischen Störungen zu werten, sind Kenntnisse über die jeweilige Schaltung des Herzschrittmachers erforderlich. Der Implantathersteller sollte daher zu Rate gezogen werden.

³ Die Einzelfallprüfung ist nach [BGV11] vorgeschrieben und auch in [VDE0848-3-1] vorgesehen, sofern eine Gefährdung nicht pauschal ausgeschlossen werden kann.

quenzbereich, sofern trotz verringerter Induktivität dasselbe Stromspektrum zugrundegelegt wird. Im oberen Frequenzbereich, wo die Wellenlänge nicht mehr groß gegen die Abmessungen der Schleife ist, ergibt sich durch eine Verkleinerung der Spaltschleife prinzipiell keine positive Wirkung, wie aus den Vergleichsstrahler-Betrachtungen in Abs. 5.3 hervorgeht.

Für den Gleichtaktmodus läßt sich die Feldemission durch eine gehäusenaher Leitungsführung geringhalten. Sind Maschinenkorpus und Generatorgehäuse nicht als kompakte Einheit ausgeführt, so empfiehlt sich, die Spaltzuleitung auf einer metallenen Kabeltrasse zu verlegen oder sie mit einer koaxialen Schirmung zu versehen. Kabeltrasse sowie Schirmung sind beidseitig flächig leitend mit dem Generatorgehäuse und dem Maschinenkorpus zu verbinden.

Für den Strom durch die Spaltschleife ist der Signalpegel durch die Impulsparameter und den Prozeßverlauf vorgegeben. Dagegen läßt sich der Gleichtaktstrom durch die Spaltzuleitung durch Symmetrierung mit Hilfe von EMV-Ferriten reduzieren (Abs. 4.3).

5.5.2 Feldkompensation

Eine Feldkompensation durch die aktive Erzeugung eines Gegenfeldes scheidet für Funkerosionsanlagen aus. Bei den vorliegenden nichtdeterministischen und breitbandigen Signalen ergäbe sich ein unverhältnismäßig hoher Realisierungsaufwand. Durch eine entsprechende Ausführung der Spaltschleife läßt sich jedoch eine passive Feldkompensation erzielen. Der Gestaltung sind dabei durch die Werkstück- und Elektrodenabmessungen Grenzen gesetzt.

Je nach Art und Aufbau der Anlage sind unterschiedliche Anordnungen denkbar, mit denen eine passive Feldkompensation erzielt werden kann. Am Beispiel einer Senkerodieranlage zeigt *Bild 5.21*, wie sich durch eine angenähert koaxiale Spaltkontaktierung eine Feldkompensation realisieren läßt, ohne daß daraus zusätzliche Restriktionen für die Abmessungen des Werkstückes erwachsen oder die Werkstückzuführung beeinträchtigt wird.

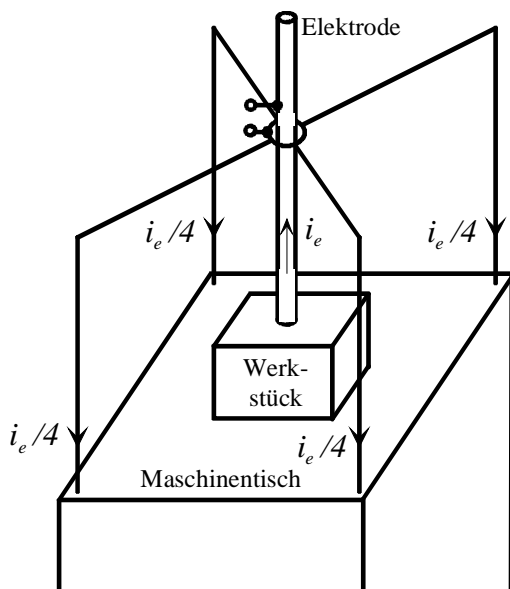


Bild 5.21: Angenähert koaxiale Kontaktierung des Funkenspaltes zur Erzielung einer Feldkompensation.

Die Wirkung sei an Hand eines einfachen Simulationsmodelles nach *Bild 5.22* demonstriert, das nur den Maschinentisch, die Elektrode und die Spaltschleife berücksichtigt. Als Anregung dient wie bereits in Abs. 5.1 eine Spannungsquelle am Ort des Funkenspaltes; die Feldstärke ist auf den Strom I_F am Ort des Funkenspaltes normiert. Betrachtet sei das Maximum der resultierenden Feldstärke, das jeweils für 4 Aufpunkte im Nahbereich (1m Aufpunktastand) und für 4 Aufpunkte im Fernbereich (30m Aufpunktastand) gebildet wird (*Bild 5.23*).

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

Im Vergleich zur Kontaktierung über eine einfache Schleife bewirkt die annähernd koaxiale Anordnung eine deutliche Feldstärkeabsenkung im unteren Frequenzbereich (*Bild 5.24*). Auch ist die Induktivität der koaxialen Anordnung deutlich geringer (hier: $L_{koax} = 480\text{nH}$ gegenüber $L_{einf} = 820\text{nH}$). Die Feldkompensation durch die angenäherte Zylindersymmetrie wirkt jedoch nur, solange die Wellenlänge groß gegen die Abmessungen der Anordnung ist. Bei höheren Frequenzen sind beide Anordnungen gleichwertig.

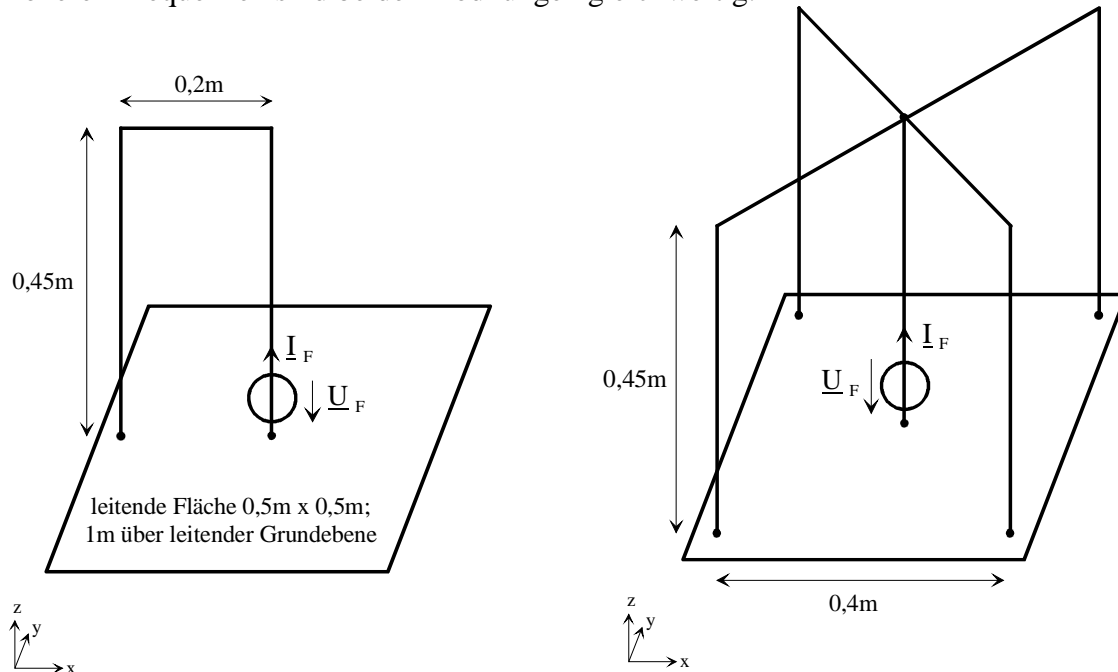


Bild 5.22: Simulationsmodelle für die Spaltkontaktierung (Durchmesser der Stäbe: 8mm). Links: einfache Schleife. Rechts: angenähert koaxiale Kontaktierung.

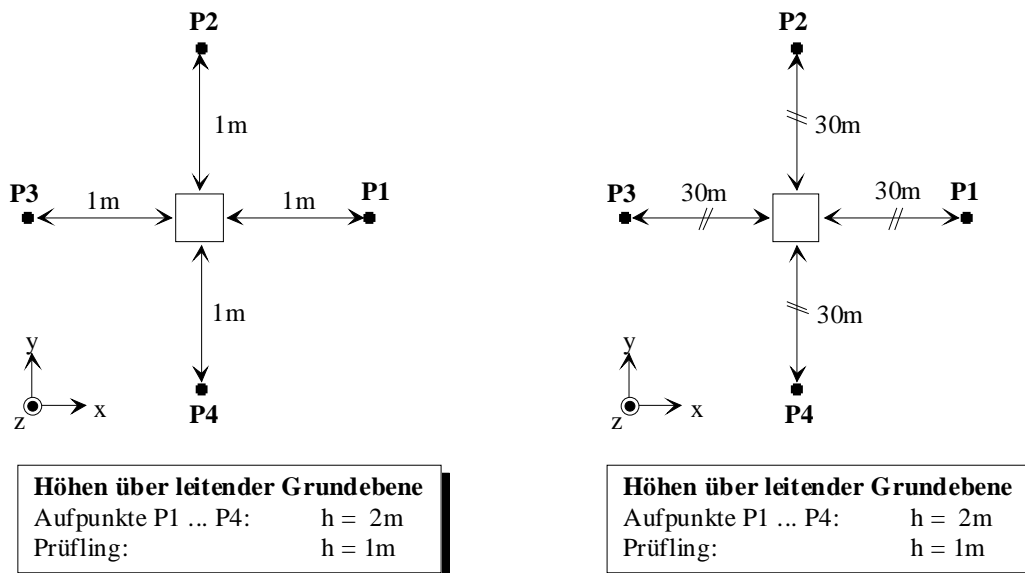


Bild 5.23: Aufpunkte für die Feldsimulation. Betrachtet wird jeweils das Maximum der Feldstärke, das aus P1...P4 gebildet ist.

Links: Aufpunkte im Nahbereich (Aufpunktabstand 1m).

Rechts: Aufpunkte im Fernbereich (Aufpunktabstand 30m).

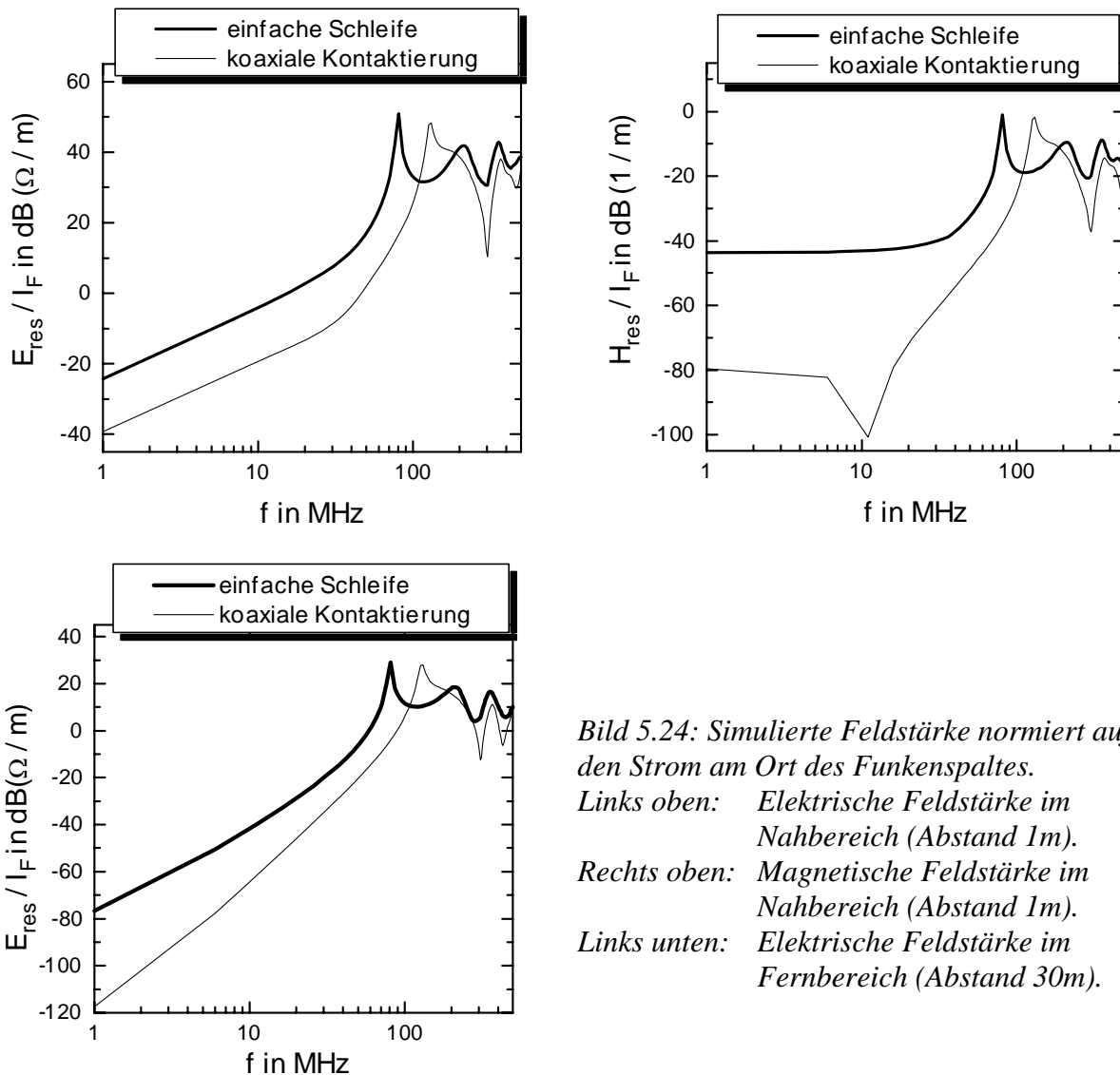


Bild 5.24: Simulierte Feldstärke normiert auf den Strom am Ort des Funkenspaltes.

Links oben: Elektrische Feldstärke im Nahbereich (Abstand 1m).

Rechts oben: Magnetische Feldstärke im Nahbereich (Abstand 1m).

Links unten: Elektrische Feldstärke im Fernbereich (Abstand 30m).

Wird die Elektrode aus der Mittenposition heraus verfahren, so geht die Symmetrie verloren. Bild 5.25 zeigt Feldstärke bei maximaler Elektrodenauslenkung in x-Richtung. Gegenüber der einfachen Schleife ergibt sich nach wie vor eine Feldstärkereduzierung im unteren Frequenzbereich; sie beruht nun nicht mehr nur auf Symmetrie, sondern auch auf der kleineren durch den Hauptstrompfad aufgespannten Fläche.

Beim **technischen Einsatz** wird die Symmetrie durch weitere Einflüsse beeinträchtigt, insbesondere durch die ungleichmäßige Verformung der zwangsläufig flexibel ausgeführten Leiter. Dennoch verspricht die koaxiale Kontaktierung auch in der Praxis eine leichte Feldstärkeabsenkung im unteren Frequenzbereich und, was schwerer wiegt, eine erheblich verringerte und über den Verfahrensweg konstantere Spaltschleifeninduktivität.

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

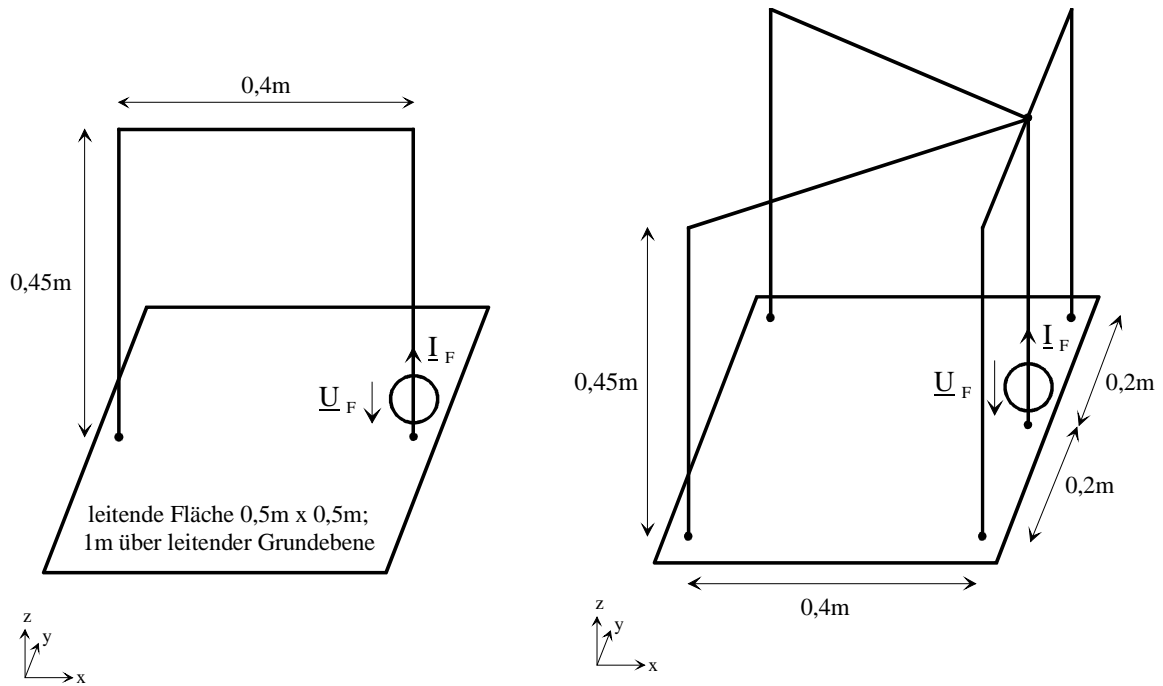


Bild 5.25: Simulationsmodelle für maximale Elektrodenauslenkung in x-Richtung.
Links: einfache Schleife. Rechts: angenähert koaxiale Kontaktierung.

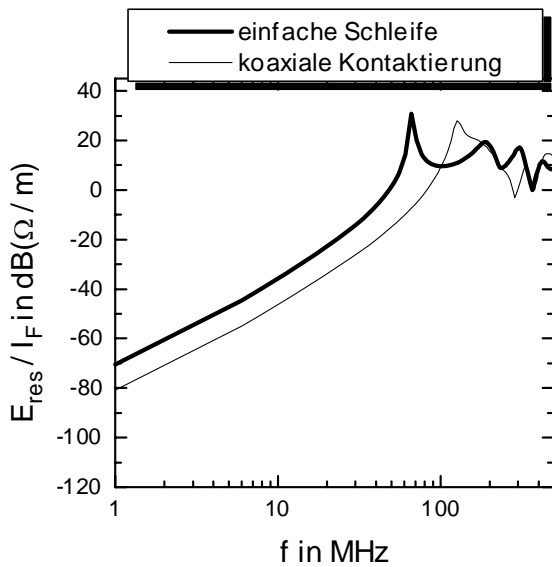


Bild 5.26: Simulierte Feldstärke im Fernbereich (Abstand 30m) bei maximaler Elektrodenauslenkung in x-Richtung.

5.5.3 Schirmung

Durch eine geeignete Gestaltung der Spaltschleife läßt sich deren Feldstärkebeitrag nur im unteren Frequenzbereich reduzieren, wo die Wellenlänge noch groß gegen die Abmessungen ist. Dem geringen Realisierungsaufwand steht ein ebenfalls geringer Gewinn für die EMV gegenüber. Legt man typische Anlagenabmessungen und Stromspektren zugrunde, erscheint daher eine Schirmung unumgänglich. Die Schirmung kann unter Einbeziehung der ohnehin vorhandenen Gehäuseelemente die gesamte Anlage umschließen. Alternativ kann gezielt der Bearbeitungsraum, bestehend aus Maschinenarm, Maschinentisch, Werkstück, Elektrode und Spaltkontaktierung, geschirmt werden. Der Maschinentisch darf jedoch in keinem Falle als Wandung in den Schirm einbezogen werden, da er vom Prozeßstrom durchflossen wird.

Beiträge zur Schirmwirkung liefern

- die Absorptionsdämpfung A_{dB} sowie
- die Reflexionsdämpfung R_{dB} .

Mehrfachreflexionen schwächen die Schirmdämpfung. Ihr Einfluß kann jedoch vernachlässigt werden, sobald die Dicke der Schirmwandung groß gegen die Skineindringtiefe ist. Üblicherweise wird die Schirmdämpfung auf die elektrische Feldstärke bezogen. Sie ergibt aus dem Verhältnis der Amplitude E_i der einfallenden Welle und der Amplitude E_t der transmittierten Welle:

$$S_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_i}{E_t} \right| = R_{dB} + A_{dB} . \quad (5.1)$$

Bei hohen Frequenzen überwiegt die **Absorptionsdämpfung**. Sie beruht auf der Absorption von Feldenergie im Schirmmaterial. Die Absorptionsdämpfung ergibt sich zu [Pau06]:

$$A_{dB} = 20 \log_{10} e^{d/\delta} = 20 \log_{10} e^{d\sqrt{\pi f \mu \sigma}} . \quad (5.2)$$

Entscheidender Materialparameter ist das Produkt aus Permeabilität μ und spezifischer Leitfähigkeit σ . Für d ist die Dicke der Schirmwandung einzusetzen, für δ die Skineindringtiefe und für f die Frequenz.

Die **Reflexionsdämpfung** überwiegt bei tiefen Frequenzen. Sie entsteht durch Reflexionen an den Wellenwiderstandsübergängen Luft – Schirmmaterial – Luft. Bei einer Schirmung der Störquelle befindet sich der Schirm in der Regel noch in der Nahfeldzone (Abs. 2.3.1). Der Wellenwiderstand der einfallenden Welle ist daher in starkem Maße von der Feldquelle und ihrem Abstand r zum Schirm abhängig. Als Eckwerte können die Nahfeld-Reflexionsdämpfung $R_{dB,MDp}$ für den magnetischen Elementardipol und die Nahfeld-Reflexionsdämpfung $R_{dB,EDp}$ für den elektrischen Elementardipol dienen [Pau06]:

$$R_{dB,MDp} < R_{dB} < R_{dB,EDp} \quad (5.3)$$

mit:
$$R_{dB,MDp} \approx 10 \log_{10} \frac{\pi f \mu_0 r^2 \sigma}{8 \mu_r}; \quad R_{dB,EDp} \approx 10 \log_{10} \frac{\sigma}{128 \pi^3 f^3 \epsilon_0^2 r^2 \mu_0 \mu_r} .$$

Von den Formeln nicht erfaßt sind Resonanzen, die sich im Schirminnenraum ausbilden können und die durch den Schirm tatsächlich eingebrachte Einfügungsdämpfung schmälern: Zum einen stellt das Schirmgehäuse selbst einen Hohlraumresonator dar (Gl.4.1), zum anderen wirkt der Schirm auf das zu schirmende Objekt zurück und kann durch Reflexion dessen Resonanzen verstärken [Gro03, Dix04].

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

Um dem Anlagenbediener trotz der Schirmung eine visuelle und akustische Prozeßbeobachtung zu ermöglichen, liegt für Funkerosionsanlagen die Verwendung eines **Gitterschirmes** nahe. Die Wirkung sei wieder anhand eines vereinfachten Simulationsmodelles demonstriert (Bild 5.27). Eine Leiterschleife repräsentiert die Spaltschleife, eine Spannungsquelle den Funkenspalt. Um die Leiterschleife wird ein würfelförmiger Gitterschirm gelegt. Um eine effiziente Simulation zu ermöglichen, aber auch um die Grenzen der Schirmwirkung deutlich hervortreten zu lassen, sind die Maschen mit $3\text{cm} * 3\text{cm}$ bzw. $7,5\text{cm} * 7,5\text{cm}$ grob ausgeführt. Als Material wird idealisierend ein perfekter Leiter ($\sigma \rightarrow \infty$) angenommen, was bei einem geschlossenem Schirm unendlich hohe Werte für die Absorptions- und die Reflexionsdämpfung ergäbe.

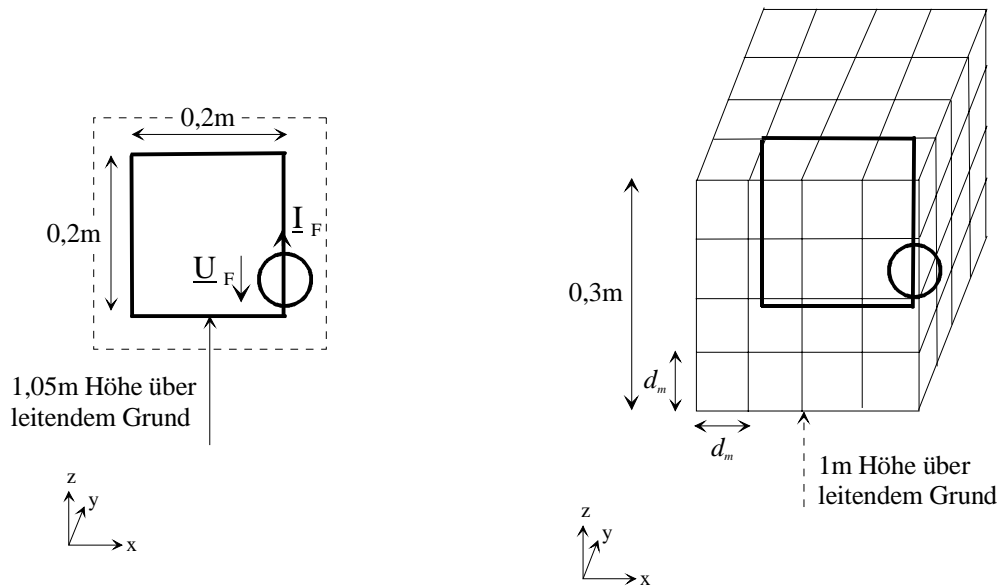


Bild 5.27: Simulationsmodelle für Spaltschleife.

Links: Leiterschleife ohne Schirm (Stabdurchmesser: 8mm). Die Position des späteren Schirmes ist gestrichelt angedeutet.

Rechts: Leiterschleife mit Gitterschirm. Es sind Simulationen für die Maschenweiten $d_{m1} = 7,5\text{cm}$ und $d_{m2} = 3\text{cm}$ durchgeführt (Stabdurchmesser: Leiterschleife 8mm; Gitter 3mm).

Bild 5.28 zeigt die simulierte Feldstärke. Abermals ist jeweils für 4 Aufpunkte im Nahbereich (Abstand 1m) und für 4 Aufpunkte im Fernbereich (Abstand 30m) das Maximum gebildet (Bild 5.23). Um eine Vergleichbarkeit herzustellen, beziehen sich die Aufpunktabstände bereits für die ungeschirmte Schleife auf die Koordinaten, die die Schirmaußenkanten einnehmen werden. Die Feldstärke ist wieder auf den Strom I_F am Ort des Funkenspaltes normiert.

Die Feldstärkedifferenz zwischen geschirmter und ungeschirmter Anordnung ergibt die Einfügungsdämpfung des Schirmes. Bei den zugrundegelegten Maschenweiten ist die Schirmdämpfung selbst unter den angenommenen Idealbedingungen (unendliche Leitfähigkeit der Stäbe) nur gering. Bedingt durch die zurückgeworfene Energie sind die Resonanzen deutlich schärfer als bei der ungeschirmten Schleife. Bei den Resonanzen höherer Ordnung wirkt der Schirm sogar feldverstärkend. Bei Parametervariationen zeigt sich, daß die obere Frequenzgrenze, bis zu der Schirm wirksam ist, nicht nur durch die Maschenweite, sondern auch durch die Kantenlänge des Schirmes bestimmt ist. Bedingt durch die enge Verkopplung zwischen Schirm und Schleife ist die Einfügungsdämpfung bei hohen Frequenzen in entscheidendem Maße auch von den Abmessungen der Schleife mitabhängig.

5 Abstrahlung einer Funkerosionsanlage

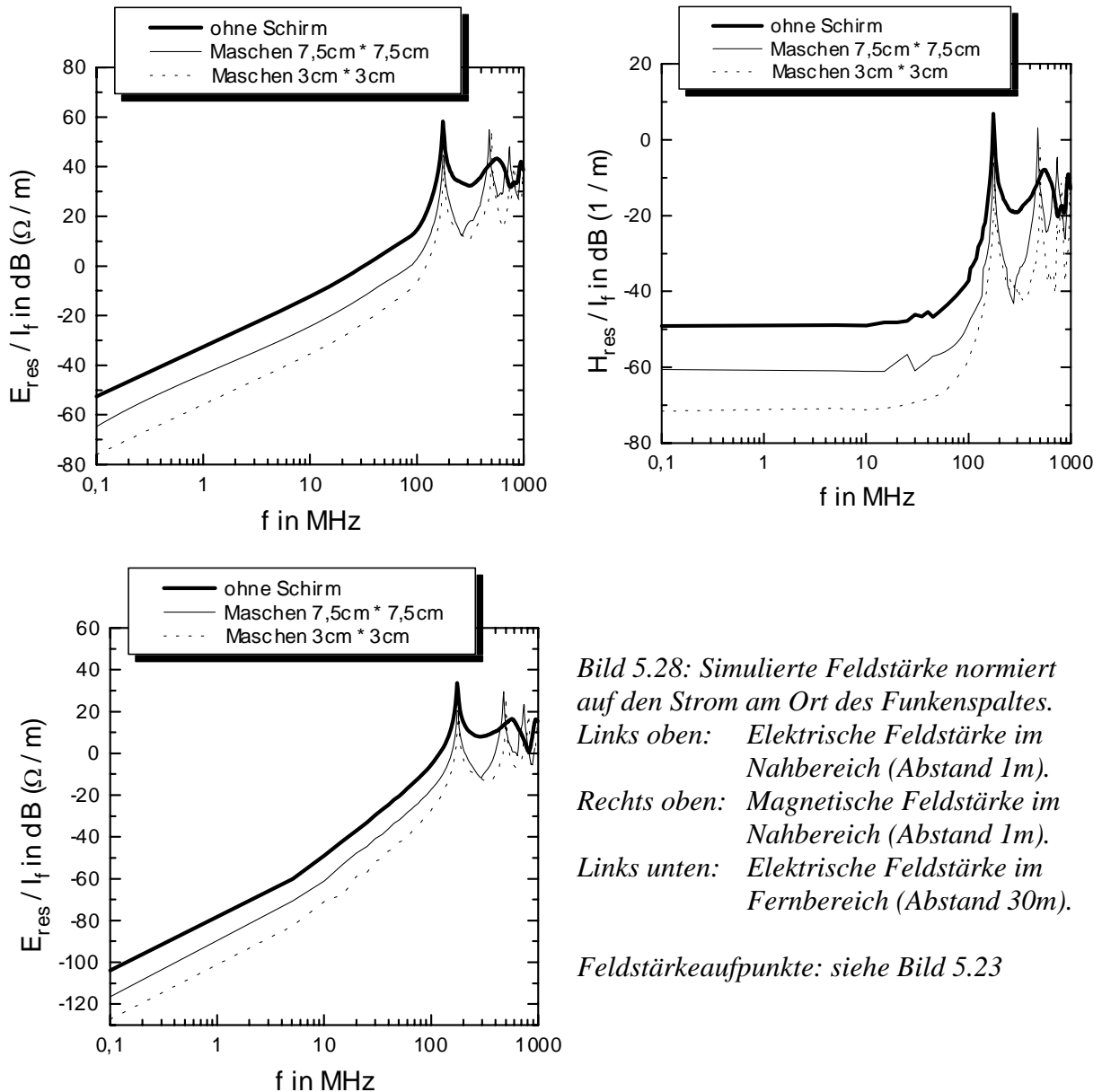


Bild 5.28: Simulierte Feldstärke normiert auf den Strom am Ort des Funkenspaltes.
 Links oben: Elektrische Feldstärke im Nahbereich (Abstand 1m).
 Rechts oben: Magnetische Feldstärke im Nahbereich (Abstand 1m).
 Links unten: Elektrische Feldstärke im Fernbereich (Abstand 30m).

Feldstärkeaufpunkte: siehe Bild 5.23

Bei einer **technischen Realisierung** ist eine erheblich engere Maschenweite zu wählen, um eine befriedigende Schirmdämpfung zu erzielen. Um die Durchsichtigkeit des Schirmes zu erhalten, können die Stäbe entsprechend dünner gestaltet werden. Die Resonanzen bei hohen Frequenzen werden in der Praxis durch den ohmschen Widerstand von Schirm und Spaltschleife bedämpft, zumal der Skin-Effekt hier bereits in starkem Maße wirksam ist.

Besonderes Augenmerk verdienen die Resonanzen jedoch, wenn das Gitter als **Fenster** innerhalb eines ansonsten geschlossenen Schirmes ausgeführt werden soll. Hier ist mit deutlich ausgeprägteren Resonanzeffekten zu rechnen. In Verbindung mit dem Gitterfenster, das einen Schwachpunkt innerhalb des Schirmes bildet, kann sich bei den Resonanzfrequenzen auch unter realen Bedingungen eine negative Schirmdämpfung ergeben. Vor der aufwendigen Umsetzung auf die Anlage empfiehlt sich die Vermessung eines vereinfachten Funktionsmusters gleicher Abmessungen. Ein Gitterfenster läßt sich in die Gehäusewand stanzen; aus mechanischen Gründen bietet sich eine Wabenstruktur an. Ebenfalls möglich ist das Einsetzen einer Gitterplatte als Halbzeug, in diesem Fall ist auf eine gute umlaufende Kontaktierung zu achten, so daß der Aufwand dieser Variante höher sein wird. Alternativ sind

metallbedampfte Glas oder Plexiglasplatten mit spezifizierter Schirmdämpfung im Handel, die ebenfalls eingeschränkt durchsichtig sind.

Aus EMV-Sicht ist ein **geschlossener Schirm** die hochwertigste Lösung. Angesichts gesunkener Elektronikkosten ist daher anstelle von Sichtfenstern eine Video- und Audioübertragung des Bearbeitungsprozesses zu erwägen.

Als **Wandungsmaterial** für den Schirm empfiehlt sich Stahlblech. Sieht man von Speziallegierungen ab, weist Stahl das höchste Produkt aus Permeabilität und Leitfähigkeit auf, so daß eine hohe Absorptionsdämpfung erzielt wird [Pau06]. Baustahl liefert eine höhere Schirmdämpfung als Edelstahl.

Um die Beschickung der Anlage zu ermöglichen, muß die Schirmung mit einer **Tür** versehen werden. An allen Türkanten sind EMV-Dichtungen zwingend erforderlich, um die Bildung von Schlitzstrahlern zu verhindern. Hohe Anforderungen sind an die mechanische und chemische Robustheit zu stellen. An den Verschraubungen der Wände empfiehlt sich ebenfalls die Verwendung von EMV-Dichtungen. Ein Gehäuse mit unzureichend oder zu grobmaschig kontaktierten Wänden wirkt nicht als Schirm, sondern als Sekundärstrahler. Gehäusedurchbrüche wirken ebenso als Schlitzstrahler. Praxisnahe Richtwerte für den resultierenden Verlust an Schirmdämpfung sind in [Mar92] zusammengestellt. Generell gilt, daß mehrere kleine Öffnungen der Schirmdämpfung in geringerem Maße abträglich sind als wenige und dafür größere.

Leitungen, die den Schirm verlassen, können als Sekundärstrahler die Schirmwirkung weitgehend zunichtemachen. Umschließt der Schirm nicht gemeinsam Anlagenkorpus und Generator, so sind die Verbindungsleitungen (z.B. Spaltzuleitung, Steuer- und Versorgungsleitungen) mit koaxialen Schirmen oder, soweit von den Nutzsignalen her zulässig, mit Durchführungsfiltern zu versehen. Die Kabelschirme sind beidseitig umlaufend mit dem Schirmgehäuse zu kontaktieren.

6 Zusammenfassung

Bei der Funkenerosion entstehen breitbandige Störsignale. Problematisch ist sowohl die Störemission in die Anlagenumgebung als auch die EMV der anlageninternen Komponenten untereinander.

An der Signalentstehung sind Impulsgenerator und Funke beteiligt. Aufgrund der engen Wechselwirkung lassen sich die Signale nicht als einfache Überlagerung beider Signalquellen verstehen. Dennoch ist ein Vergleich der Signale in den Betriebszuständen „Kurzschluß“ (nur Generator als Signalquelle) und „laufender Erodierprozeß“ (Prozeß und Generator als wechselwirkende Signalquellen) aufschlußreich.

Zur Untersuchung der **leitungsgebundenen Signale** bei kurzgeschlossenem Funkenspalt wird beispielhaft der Hochstrom-Nadelimpulsgenerator herausgegriffen. Die Ergebnisse sind jedoch auf andere leistungselektronische Schaltungen übertragbar, die Untersuchungsmethoden auf weitere Gerätekategorien anwendbar. Der Impulsgenerator wird modellhaft durch einen Versuchsaufbau nachgebildet, der eine definierte Signalausbreitung gewährleistet. Gegentakt- und Gleichtaktströme liegen an vielen Meßpunkten und über einen weiten Frequenzbereich in derselben Größenordnung. Um die Mechanismen der Signalentstehung separieren zu können, werden Gleichtaktströme zunächst durch Symmetrierung aller Leitungen unterdrückt. In einem zweiten Schritt werden dann Effekte der Gegentakt-Gleichtaktkonversion und der Gleichtakt-Gegentaktkonversion einbezogen. Die gefundenen Phänomene werden in Ersatzschaltbilder umgesetzt, die zum einen eine für den Ingenieur anschauliche Beschreibung bieten, zum anderen zur Vorhersage oder zur Simulation von Fallbeispielen genutzt werden können.

Die beim Erodierprozeß auftretenden Signale werden an Senk- und Drahterodiermaschine gemessen. Der stochastische Prozeßverlauf ruft aperiodische Signale hervor; die Frequenzspektren sind kontinuierlich. Bei hohen Frequenzen dominiert der Signalbeitrag durch den Funke. Für eine Zuordnung von HF-Erzeugung und Prozeßphase sind Messungen im Zeitbereich unabdingbar. Bei breitbandiger Strommessung zeigt sich der Einfluß des Prozesses nur in Unregelmäßigkeiten in Impulsfolge (z. B. Streuung der Zündverzögerungszeit, zeitweise Aussetzen des Prozesses); die hochfrequenten Signalanteile werden durch die hohen Amplituden bei niedrigen und mittleren Frequenzen überdeckt. Erst durch Messung mit vorgeschaltetem Hochpaßfilter wird eine Auflösung des Hochfrequenzanteiles auch im Zeitbereich möglich. Es zeigt sich, daß der Arbeitspunkt des Funkens während der gesamten Brennphase hochfrequent oszilliert. Deutlich erhöhte HF-Emission ist während der Zündphase, während des Verlöschens sowie allgemein bei instabilen Entladungszuständen zu beobachten.

Für den breitbandigen Prozeßstrom bildet der Maschinenaufbau eine effektive Antenne. Bei typischem Anlagenaufbau liefert die bei der Kontaktierung von Werkstück und Werkzeugelektrode aufgespannte Leiterschleife („Spaltschleife“) den Hauptbeitrag zur **Abstrahlung**. Der Gleichtaktstrom durch die Leitung vom Generator zur Spaltschleife („Spaltzuleitung“) trägt erheblich zur Strahlung bei. Der Funkenkanal selbst ist dagegen aufgrund seiner geringen Länge von einigen 10µm als Strahlerstruktur ineffektiv.

Die meßtechnische Untersuchung der Abstrahlung wird durch die ortsfeste Installation der Anlage erschwert, da die Umgebungseinflüsse die Messung erheblich beeinträchtigen. Das Ziel, die Analyse einzelner Strahlungsbeiträge und –mechanismen, ist mit Hilfe der Feldsimulation effizienter zu erreichen. Die definierten und dokumentierbaren Bedingungen bei der Simulation kommen zudem einer Verallgemeinerung entgegen. Anhand eines

Fallbeispielen wird schrittweise ein Feldsimulationsmodell entwickelt, das durch Vergleichsmessungen verifiziert wird.

Die Ergebnisse werden durch den Vergleich mit Strahlergrundstrukturen gewertet. Es wird gezeigt, daß für den unteren Frequenzbereich der magnetische Elementardipol eine gute Näherung liefert. Zentrale Geometriegröße ist die durch den Strompfad aufgespannte Fläche. Für hohe Frequenzen erlaubt der λ -Dipol eine wertvolle Abschätzung, solange lediglich die Feldstärke-Größenordnung in maximaler Abstrahlrichtung interessiert. Es sei darauf hingewiesen, daß derartig pauschale Näherungen nur im Fernbereich der Anlage Gültigkeit haben können; das Nahfeld ist in starkem Maße von der konkreten Strahlergeometrie abhängig.

Bei der **EMV-gerechten Gestaltung** verdienen Gleichtaktstörungen besonderes Augenmerk, sowohl hinsichtlich der leitungsgebundenen Störaussendung in Richtung Netzanschluß als auch im Hinblick auf die generatorinterne EMV. Neben den Versorgungsleitungen der Leistungselektronik selbst sollten generell die Versorgungszweige der Transistortreiber symmetriert werden; dies gilt auch dann, wenn der Source- bzw. Emitteranschluß des Leistungstransistors mit der Schaltungsmasse verbunden ist. Direkt am Netzanschluß empfiehlt sich der Einsatz einer handelsüblichen Filterbaugruppe. Zur Gewährleistung der generatorinternen EMV ist eine vollständige galvanische Trennung von Leistungselektronik und Steuerung nahezu unabdingbar. Für die galvanisch getrennte Signalübertragung steht eine breite Palette von Komponenten zur Verfügung.

Die breitbandig hohe Störfeldstärke der Funkerosionsanlage macht in der Regel Gegenmaßnahmen erforderlich. Durch geschickte Ausgestaltung der Spaltschleife (Verkleinerung der aufgespannten Fläche, feldkompensierende Leiterführung) läßt sich eine Feldstärke-Reduzierung erzielen. Wie jedoch gezeigt wird, bleibt die Wirkung unvermeidlich auf den unteren Frequenzbereich beschränkt. Insbesondere für den Betrieb in gemischten Wohn- und Gewerbebereichen erscheint eine Schirmung unumgänglich. Sie kann die gesamte Anlage umfassen oder gezielt den Bearbeitungsraum, bestehend aus Spaltschleife, Elektrode, Maschinentisch und Werkstück. In keinem Falle darf der Maschinentisch als Wandung in den Schirm einbezogen werden, da er vom Prozeßstrom durchflossen wird.

Anhang A: Netzoverschwingungen

A1 Problemstellung

Zunehmend werden Schaltungsarchitekturen mit Schaltnetzteil und unmittelbar netzseitigem Gleichspannungszwischenkreis eingesetzt. Derartige Schaltungen weisen Eingangsströme mit kurzer Stromflußdauer und hohem Spitzenwert auf. Ein niedriger Leistungsfaktor und Oberschwingungen großer Amplitude sind die Folge.

Zur Verdeutlichung der Problemstellung ist in *Bild A1* ein **Simulationsbeispiel** für einen dreiphasigen Verbraucher gezeigt. Der Zwischenkreiskondensator stellt für die Oberschwingungen nahezu einen Kurzschluß dar; die nachfolgende Schaltung kann daher durch einen ohmschen Widerstand nachgebildet werden. Es ist eine Leistungsaufnahme von 6kW angesetzt. Für die Netzimpedanz liegen die praxisnahen Bezugswerte nach [EN61000-3-3] zugrunde. Das Beispiel verdeutlicht, in welchem Maße bereits ein einziger derartiger Verbraucher zur Verzerrung der Spannung am Netzanschlußpunkt beiträgt.

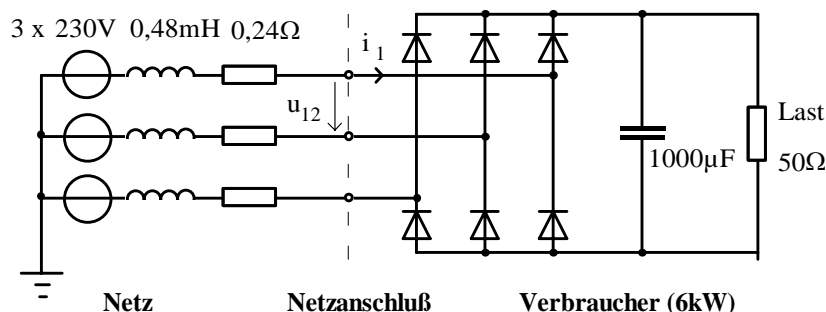


Bild A1: Beispielanordnung für dreiphasigen Verbraucher mit netzseitigem Gleichspannungszwischenkreis und ungesteuertem Gleichrichter.

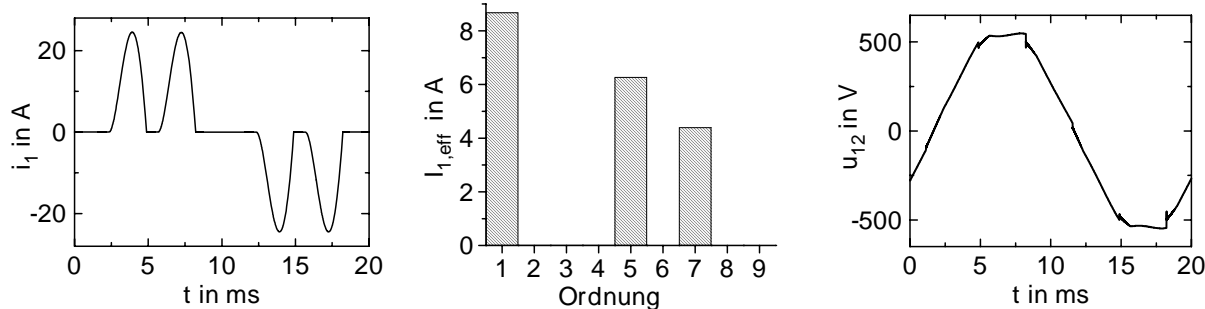


Bild A2: Netzzrückwirkung der Beispielanordnung (Simulation).

Links: Zeitverlauf des Netzstromes.

Mitte: Oberschwingungsspektrum des Netzstromes.

Rechts: Zeitverlauf der Leiter-Leiterspannung am Netzanschlußpunkt.

EMV-Probleme durch Netzstrom- und Netzspannungsüberschwingungen treten insbesondere dann auf, wenn Resonanzen angeregt werden. Derartige Netzresonanzen können sich beispielsweise durch Zusammenwirken der Netzinduktivitäten mit Kondensatoren von Blindleistungskompensatoren bilden. Mögliche Störphänomene sind die Überlastung von Blindleistungskompensatoren und Filtern, Potentialdifferenzen im Nulleitersystem, Induktionsströme in Schutzleitermaschen, die Störung von Rundsteuersignalen sowie akustische Störungen. Auf die zunehmende Oberschwingungsbelastung des Netzes reagierte die EU mit einer Verschärfung der Normung. Die aktuelle Norm [EN61000-3-2] umfaßt nunmehr auch 'professionelle Geräte'; sie ist somit für Funkenerosionsanlagen zu beachten (Ausnahmen bedürfen der Genehmigung durch das jeweilige Energieversorgungsunternehmen.).

Die Grenzwerte für dreiphasige Geräte werden als Absolutwerte vorgegeben. Bei Geräten kleiner Leistung erweisen sich **passive Filtermaßnahmen** als ausreichend. Eine deutliche Verlängerung der Stromflußdauer läßt sich durch den Einsatz von Drosseln erzielen. Verbreitet ist der Einsatz einer gleichstromseitigen Glättungsdrossel. Das netzseitige Verhalten nähert sich dann einem Gleichrichters mit Stromzwischenkreis an. Die Pegelabsenkung bei den Harmonischen niedriger Ordnung wird mit einer stärkeren Ausprägung von Harmonischen höherer Ordnung erkauft. Alternativ oder zusätzlich möglich ist der Einsatz wechselstromseitig geschalteter Drosseln. Nachteilig ist bei beiden Varianten der erhöhte Innenwiderstand am Ausgang der Schaltung. Geräte mit Netztransformator weisen durch dessen Übertragungsverhalten und dessen Streuinduktivitäten bereits von vorneherein deutlich schwächer ausgeprägte Oberschwingungen auf .

Der Einsatz von Saugkreisen zum gezielten Kurzschließen einzelner Netzoberschwingungen erweist sich als unzweckmäßig. Es ergibt sich eine hohe Beanspruchung, da die Saugkreise nicht nur durch das betreffende Gerät selbst, sondern durch sämtliche am Netz angeschlossene Verbraucher gespeist werden. Auch bilden sich in Verbindung mit den parasitären Netzinduktivitäten Parallelresonanzen bei tieferen Frequenzen aus [z. B. Har83].

A2 Aktive OberschwingungsfILTER

Für Geräte höherer Leistung (bei dreiphasigen Verbrauchern ab ca. 2. .. 3kW), die über einen netzseitigem Gleichspannungszwischenkreis ohne vorgeschalteten Netztransformator verfügen, empfiehlt sich der Einsatz eines aktiven Oberschwingungsfilters. In der Regel bildet das aktive OberschwingungsfILTER mit Gleichrichter und Zwischenkreis eine integrale Einheit. Die Regelung des Oberschwingungsfilters wird gleichzeitig zur Stabilisierung der Zwischenkreis-spannung mitgenutzt.

Je nach Topologie lassen sich weitgehend sinusförmige und damit nahezu überschwingungsfreie Eingangsströme erzielen. Daneben bestehen Varianten, die keine sinusförmigen Eingangsströme, sondern lediglich eine deutliche Verringerung der Oberschwingungspegel anstreben. Derartige Schaltungen sind insbesondere für Spezialanwendungen (z. B. besonders hohe oder besonders geringe Leistung) relevant und werden hier nicht weiter betrachtet.

Auswahl des Grundprinzips

Nach ihrem Grundprinzip lassen sich aktive OberschwingungsfILTER in drei Kategorien einordnen:

1. OberschwingungsfILTER nach dem Prinzip des Hochsetzstellers;
2. OberschwingungsfILTER nach dem Prinzip des Tiefsetzstellers;
3. Schaltungsvarianten mit Potentialtrennung.

Funkenerosionsgeneratoren benötigen eine Potentialtrennung. OberschwingungsfILTERn auf Basis des Hoch- oder Tiefsetzstellers muß daher ein Mittelfrequenzwandler mit Potentialtrennung folgen.

1. **OberschwingungsfILTER nach dem Prinzip des Hochsetzstellers** lassen sich mit lückendem oder kontinuierlichem Eingangsstrom betreiben (*Bild A3*). Im kontinuierlichen Betrieb ergeben sich niedrigere Stromspitzenwerte und damit eine wesentlich bessere Bauteilausnutzung sowie ein höherer Wirkungsgrad. Auch ist ein deutlich geringerer Funkentstöraufwand erforderlich. Der Lückbetrieb dagegen erlaubt eine einfachere Steuerung: Hier erzielt man bereits bei Betrieb mit konstantem Tastverhältnis eine sinusförmige Einhüllende des Stromes und einen dem sinus-ähnlich verlaufenden Strom-

mittelwert.

Die erhöhte und stabilisierte Ausgangsspannung des Hochsetzstellers läßt eine effiziente Auslegung des nachfolgenden Mittelfrequenzwandlers zu.

2. **Oberschwingungsfiler nach dem Prinzip des Tiefsetzstellers** weisen generell einen lückenden Eingangsstrom auf, so daß ein erhöhter passiver Filteraufwand erforderlich ist. Wirkungsgrad und Bauelementausnutzung sind ungünstiger als beim Hochsetzsteller in kontinuierlicher Betriebsweise. Die herabgesetzte Ausgangsspannung erweist sich als nachteilig für die Dimensionierung eines nachgeschalteten Mittelfrequenzwandlers.
3. **Oberschwingungsfiler mit Potentialtrennung** weisen in aller Regel lückende Eingangsströme auf. Gravierender Nachteil der meisten Schaltungen ist die schlechte Ausnutzung des Mittelfrequenztransformators. Hinzu kommen ein hoher Funkentstöraufwand und eine ungünstige Halbleiterauslastung. Vorteilhaft sind dagegen die Einsparung des nachgeschalteten Mittelfrequenzwandlers sowie zumeist eine einfache Steuerung.

Für die **Versorgung von Funkerosionsgeneratoren** sowie allgemein für Schaltnetzteile im mittleren und oberen Leistungsbereich bietet sich die Verwendung eines Oberschwingungsfilters auf Basis des Hochsetzstellers im kontinuierlichen Betrieb an. Andere Varianten seien daher im folgenden nicht weiter betrachtet.¹

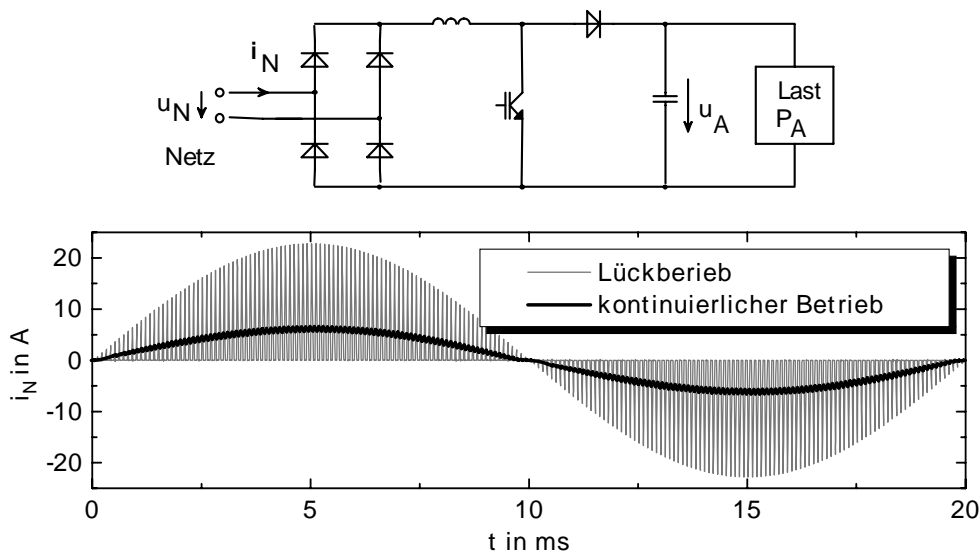


Bild A3: Netzstrom bei lückender und bei kontinuierlicher Betriebsweise.

Oben: Einphasiges Oberschwingungsfiler auf Basis des Hochsetzstellers.

Unten: Simulierter Netzstrom i_N (Eingangsspannung jeweils $230V_{eff}$; Ausgangsleistung $1kW$)

¹ Ein Anwendungsbeispiel für Oberschwingungsfiler auf Tiefsetzsteller-Basis sind Antriebsumrichter mit Stromzwischenkreis. Hochsetzsteller im Lückbetrieb sowie Oberschwingungsfiler mit integrierter Potentialtrennung lassen sich wirtschaftlich in Schaltnetzteilen kleiner Leistung einsetzen.

Schaltungen für dreiphasige Oberschwingungsfilter

Ein aktives Oberschwingungsfilter für dreiphasige Verbraucher läßt sich kosteneffizient unter Nutzung einer **vollgesteuerten Sechspulsbrücke** realisieren (Bild A3a). Die Sechspulsbrücke ist als kompaktes leistungselektronisches Modul erhältlich. Da als Eingangsspannungen für die gebildeten Hochsetzstellerstrukturen die dreieckverketteten Netzspannungen dienen, lassen sich nur Ausgangsspannungen realisieren, die oberhalb des Spitzenwertes der Leiter-Leiterspannung und damit oberhalb von 563V liegen.

Für die Bereitstellung niedrigerer Ausgangsspannungen sind Oberschwingungsfilter einzusetzen, die in Sternschaltung arbeiten. Dann muß die Ausgangsspannung lediglich über dem Spitzenwert der Leiter-Nullleiterspannung, also oberhalb von 325V liegen. Universell zu Dreieck- oder Sternschaltung verschaltbar sind **einzelne Hochsetzstellermodule**. Voraussetzung für die dreiphasige Zusammenschaltung ist jedoch jeweils eine Aufspaltung der Drosseln auf Hin- und Rückleiter sowie zusätzliche Dioden im Rückleiter. [Mer94]. Bild A3b zeigt eine Sternschaltung mit virtuellem Sternpunkt.

Ebenfalls mit virtuellem Sternpunkt arbeitet der **Vienna-Rectifier** (Bild A3c) [KZ94]. Hier werden lediglich drei Drosseln benötigt, die nun wechselstromseitig angeordnet sind.

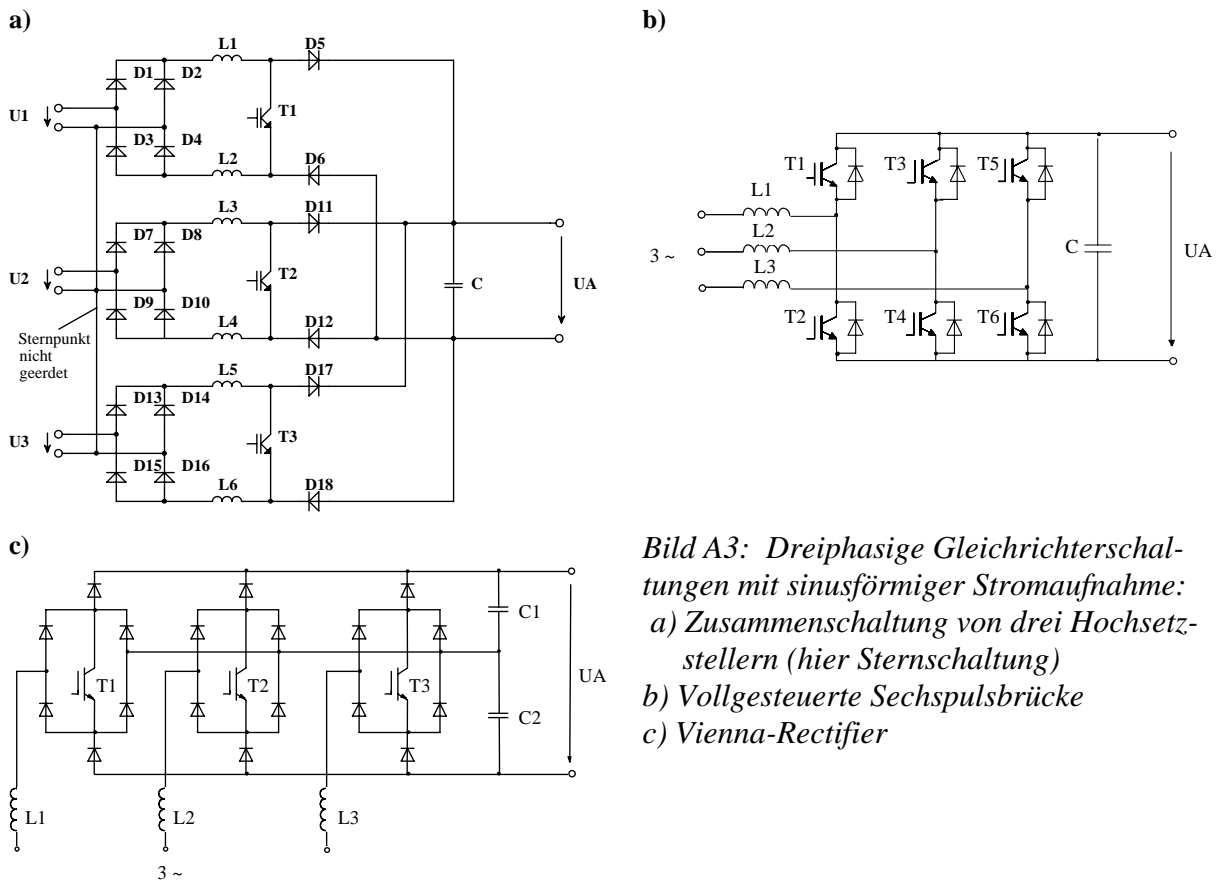


Bild A3: Dreiphasige Gleichrichterschaltungen mit sinusförmiger Stromaufnahme:
 a) Zusammenschaltung von drei Hochsetzstellern (hier Sternschaltung)
 b) Vollgesteuerte Sechspulsbrücke
 c) Vienna-Rectifier

A3 Steuerung aktiver Oberschwingungsfilter durch gespeicherte Pulsmuster

Grundprinzip

Ein effizientes Steuerverfahren auf der Basis gespeicherter Pulsmuster wurde für einphasige Oberschwingungsfilter in [MM95] vorgestellt: Unter Annahme idealisierter Netzspannung und bekannter Last sind die benötigten Pulsmuster vorausberechenbar und periodisch. Die Eingangsstrom-Regelung kann somit durch eine **Ablaufsteuerung** ersetzt werden. Die

Pulsmuster werden einmalig auf einem externen Rechner vorausberechnet und in einem ROM abgelegt. Als Aufgabe für die Steuerung verbleibt die periodisch wiederkehrende Ausgabe der Pulsmuster synchron zur Netzspannung.

Werden Pulsmuster gespeichert, die unter Zugrundelegung verschiedener Randbedingungen berechnet sind, ist eine Reaktion auf unterschiedliche Betriebszustände möglich. So läßt sich eine **Stabilisierung der Ausgangsgleichspannung** erzielen, indem Pulsmuster für verschiedene Ausgangsleistungen im ROM abgelegt werden. Bei Absinken der Ausgangsspannung wählt der Regler ein Pulsmuster aus, das für eine höhere Leistung berechnet wurde, bei Ansteigen der Ausgangsspannung wird auf ein Pulsmuster für eine niedrigere Leistung umgeschaltet. Die Steuereinheit erhält damit eine Grundstruktur nach *Bild A5*.

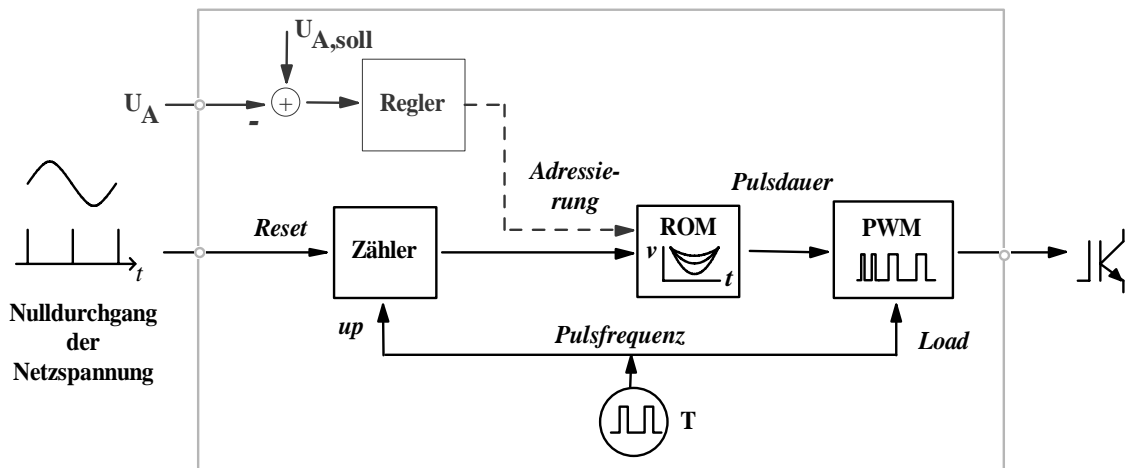


Bild A5: Grundstruktur einer Steuereinheit nach [MM95].

Die Steuerung des aktiven Oberschwingungsfilters durch Abrufung einmalig auf einem externen Rechner vorausberechneter Pulsmuster bietet folgende **Vorteile**:

- Die Steuereinheit ist weitgehend oder vollständig digital ausgeführt. Dennoch ist keine Online-Rechenleistung erforderlich. Eine preisgünstige Umsetzung durch programmierbare Logikschaltkreise oder Mikrocontroller ist möglich.
- Die Messung der Eingangsstromverläufe wird eingespart. Die Eingangsspannungen werden lediglich zur Synchronisation herangezogen.
- Stabilitätsprobleme der Eingangsstromregelung (z. B. in Zusammenwirkung mit Eingangsfilter- oder Netzresonanzen) werden vermieden.
- Auch Pulsmuster ohne konstante Pulsfrequenz sind realisierbar. Eine gezielte Optimierung der Ansteuerungsverläufe im Hinblick auf EMV (z. B. Annäherung an Random Pulse Modulation) oder geringe Schaltverluste ist möglich.

Dem stehen folgende **Nachteile** gegenüber:

- In Reihe zu den Drosseln sind die Netzinduktivitäten wirksam. Sie hängen vom jeweiligen Netzanschluß ab und können daher nicht in die Pulsmuster eingerechnet werden. Das Steuerungsverfahren ist somit nur sinnvoll einsetzbar, wenn die Drosseln groß gegenüber der typischen Netzinduktivität bemessen sind.
- Bei Verwendung einer Vollbrückenschaltung besteht strukturell die Möglichkeit, die Blindleistung anderer Verbraucher mitzukompensieren. Mit der Anwendung des vergleichsweise starren Steuerprinzips wird diese Möglichkeit aus der Hand gegeben. Die typische Anschlußleistung einer Funkerosionsanlage ist jedoch für Industriemaßstäbe vergleichsweise klein, so daß es in der Regel ohnehin kaum lohnend sein wird, die Funkerosionsanlage in ein zentrales Blindleistungsmanagement einzubeziehen.

Der Einsatz des Steuerverfahrens in Funkerosionsmaschinen macht eine **Übertragung auf dreiphasige Oberschwingungsfiler** erforderlich. Das Steuerverfahren wurde umgesetzt für die vollgesteuerte Sechspulsbrücke und für ein Oberschwingungsfiler aus drei Hochsetzsteller-Modulen [MWSM98].

Steuerung eines auf der Sechspulsbrücke basierenden Oberschwingungsfilters

In der vollgesteuerten Sechspulsbrücke wechseln sich innerhalb der Netzperiode sechs **Schaltungsstrukturen** ab. In jeder Struktur werden zwei Hochsetzsteller gebildet (*Bild A7*). Zur Ansteuerung werden zwei verschiedene Pulsmuster benötigt, deren Länge jeweils 1/6 der Netzperiode beträgt.

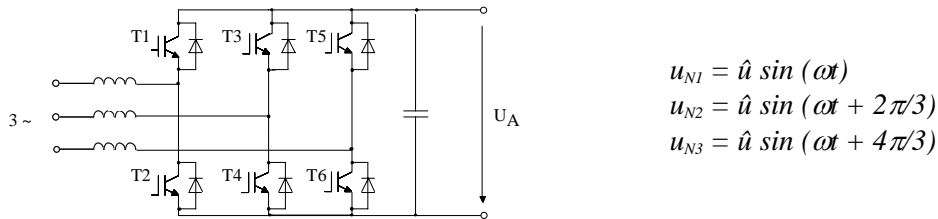


Bild A6: Zugrundegelegte Schaltung.

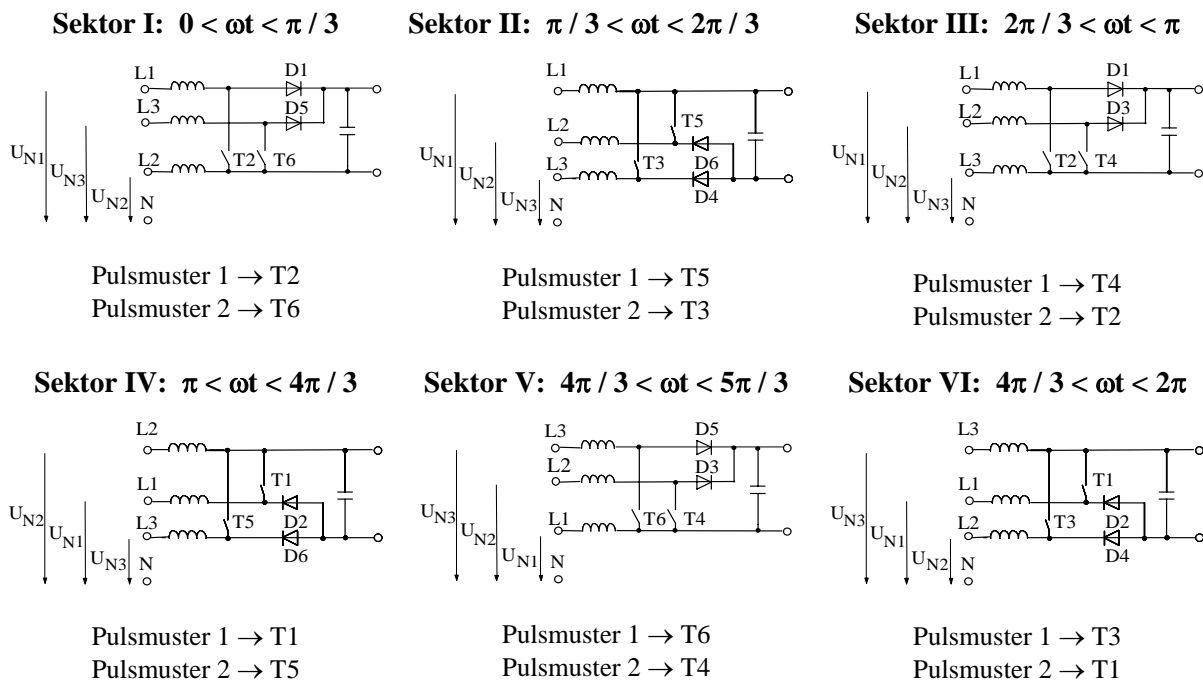


Bild A7: Innerhalb der sechs Phasenwinkelsektoren wirkende Schaltungsstrukturen.

Für die rechnergestützte **Vorausberechnung der beiden Pulsmuster** wird eine Struktur aus zwei Hochsetzstellern a und b nach *Bild A8* zugrundegelegt. Die Welligkeit der Ausgangsgleichspannung U_A wird vernachlässigt. Zur Ermittlung der Pulsmuster sei jeweils Transistor T_a betrachtet, für beide Pulsmuster seien jedoch verschiedene Eingangsspannungen vorausgesetzt (*Bild A9*). Kriterium für die Ansteuerung von Transistor T_a ist einzig der Stromverlauf $i_a(t)$; gleichwohl werden auch die Ströme $i_b(t)$ und $i_c(t)$ beeinflusst.

Hier sei ein überwiegend kontinuierlicher Betrieb der Hochsetzsteller behandelt. Dennoch kann es in der Umgebung der Netzspannungs-Nulldurchgänge zu einem Lücken der Ströme i_a bzw. i_b kommen. Zum einen ist bei der Berechnung des Stromverlaufes i_a ist eine Begrenzung

auf Werte $i_a \geq 0$ zu berücksichtigen. Zum anderen gelten für i_a während des Lückzeitraumes von i_b geänderte Beziehungen, da dann Diode D_b und Transistor T_b gleichzeitig sperren. Durch Aufstellen der Maschengleichungen und unter Nutzung der trigonometrischen Beziehungen erhält man den Gleichungssatz für i_a nach Tab. A1.

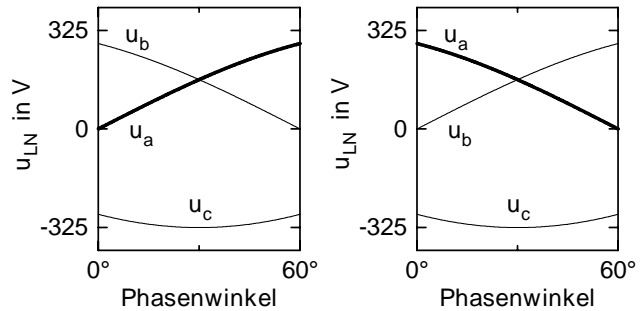
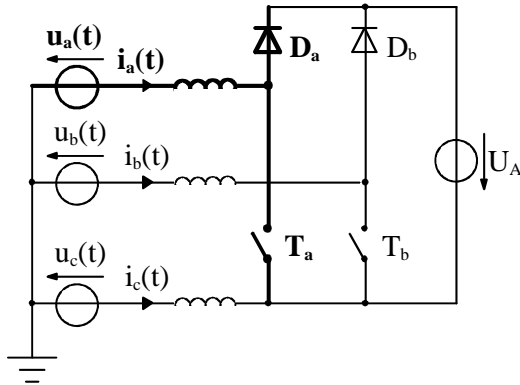


Bild A8: Ersatzschaltung für Berechnung der Pulsmuster.

Bild A9: Eingangsspannungen.

Links: Ermittlung von Pulsmuster 1

(Pulsmuster 1 $\rightarrow T_a$; Pulsmuster 2 $\rightarrow T_b$).

Rechts: Ermittlung von Pulsmuster 2

(Pulsmuster 2 $\rightarrow T_a$; Pulsmuster 1 $\rightarrow T_b$).

1. T_a geschlossen, T_b geschlossen	$i_a = \frac{\hat{u}}{\omega L} \int \sin(\omega t + \varphi_a) dt$
2. T_a geschlossen, T_b offen	$i_a = \frac{\hat{u}}{\omega L} \int \sin(\omega t + \varphi_a) dt + \frac{1}{3} \frac{U_A}{L} \int dt$ <p>bzw. für den Lückzeitraum von i_b:</p> $i_a = \frac{\hat{u}}{\omega L} \sin\left(\frac{\varphi_a - \varphi_c}{2}\right) \cdot \int \cos\left(\omega t + \frac{\varphi_a + \varphi_c}{2}\right) dt$
3. T_a offen, T_b geschlossen	$i_a = \frac{\hat{u}}{\omega L} \int \sin(\omega t + \varphi_a) dt - \frac{2}{3} \frac{U_A}{L} \int dt$
4. T_a offen, T_b offen	$i_a = \frac{\hat{u}}{\omega L} \int \sin(\omega t + \varphi_a) dt - \frac{1}{3} \frac{U_A}{L} \int dt$ <p>bzw. für den Lückzeitraum von i_b:</p> $i_a = \frac{\hat{u}}{\omega L} \sin\left(\frac{\varphi_a - \varphi_c}{2}\right) \cdot \int \cos\left(\omega t + \frac{\varphi_a + \varphi_c}{2}\right) dt - \frac{1}{2} \frac{U_A}{L} \int dt$

Tab. A1: Gleichungen zur Berechnung des Stromes $i_a(t)$.

Bei der Ermittlung von Pulsmuster 1 sind einzusetzen: $\varphi_a = 0$; $\varphi_b = 2\pi/3$; $\varphi_c = -2\pi/3$.

Bei der Ermittlung von Pulsmuster 2 sind einzusetzen: $\varphi_a = 2\pi/3$; $\varphi_b = 0$; $\varphi_c = -2\pi/3$.

Der für den vorangegangenen Taktzyklus berechnete Strom-Endwert bildet jeweils den Startwert für den neuen Taktzyklus. Die Ermittlung der Tastverhältnisverläufe muß daher gemäß der zeitlichen Abfolge der Pulse erfolgen. Jedes Tastverhältnis wird iterativ auf eine bestmögliche Anpassung zwischen dem Strom-Istwert i_a und dem sinusförmigen Sollwert optimiert.

Drei Optimierungskriterien sind einsetzbar:

1. Positive und negative Sollwertabweichung sollen innerhalb des Taktzyklusses betragsgleich sein.
2. Der zeitliche Mittelwert des Stromes (und damit die Strom-Zeitfläche) soll für jeden Taktzyklus mit dem Sollwert übereinstimmen.
3. Die aufgenommene Energie soll für jeden Taktzyklus mit dem Sollwert übereinstimmen.

Bei vernachlässigbar kleinem Rippel sind die Kriterien gleichwertig. Im überwiegend kontinuierlichen Betrieb wird mit Kriterium 2 (zeitlicher Mittelwert) eine optimale Annäherung der Eingangsströme an die Sinusform erzielt. Hinsichtlich der aufgenommenen Leistung entsteht bei Anwendung von Kriterium 1 oder Kriterium 2 jedoch ein Fehler, der mit der Höhe des Rippels zunimmt. Soll die Schaltung im Lückbetrieb arbeiten, ist daher Kriterium 3 (Energie) anzuwenden, oder es ist durch Vorgabe eines erhöhten Strom-Sollwertes eine Korrektur vorzunehmen.

Da für die Ermittlung eines Pulsmusters die Kenntnis des jeweils anderen Pulsmusters vorausgesetzt werden muß, werden die Tastverhältnisse für beide Transistoren in einer Schleife abwechselnd iterativ optimiert. Sind Eingangsströme i_a und i_b sinusförmig, so ergibt sich der dritte Strom $i_c = -i_a - i_b$ automatisch ebenfalls sinusförmig.

In der **Simulation** läßt sich das Prinzip des Steuerverfahrens wiedergeben, indem die vorausberechneten Pulsmuster statt aus dem ROM aus Dateien ausgelesen und umgesetzt werden. *Bild A10* zeigt die vorausberechneten Tastverhältnisverläufe und die simulierten Eingangsströme für drei verschiedene Ausgangsleistungen. Die Transistoren sind als ideale Schalter angenommen, die Dioden werden durch ihre exponentielle Strom-Spannungskennlinie modelliert. Die Last wird durch einen ohmschen Widerstand repräsentiert. Bei kleiner Leistung zeigt sich ein ausgeprägtes Lücken der Ströme in der Umgebung der Nulldurchgänge, das jedoch durch die Arbeitsweise des Leistungsteiles bedingt und nicht spezifisch für das Steuerverfahren ist.

Die **Umsetzung des Steuerverfahrens** kann durch eine Struktur nach *Bild A11* erfolgen. Bei der Sechspulsbrücke wird zur Umschaltung der wirksamen leistungselektronischen Struktur (*Bild A7*) ohnehin bereits eine Ablaufsteuerung, bestehend aus Netzsynchronisation und Torschaltung, benötigt. Die Steuerung auf Basis gespeicherter Pulsmuster läßt sich hier mit hohem Effizienzgewinn integrieren.

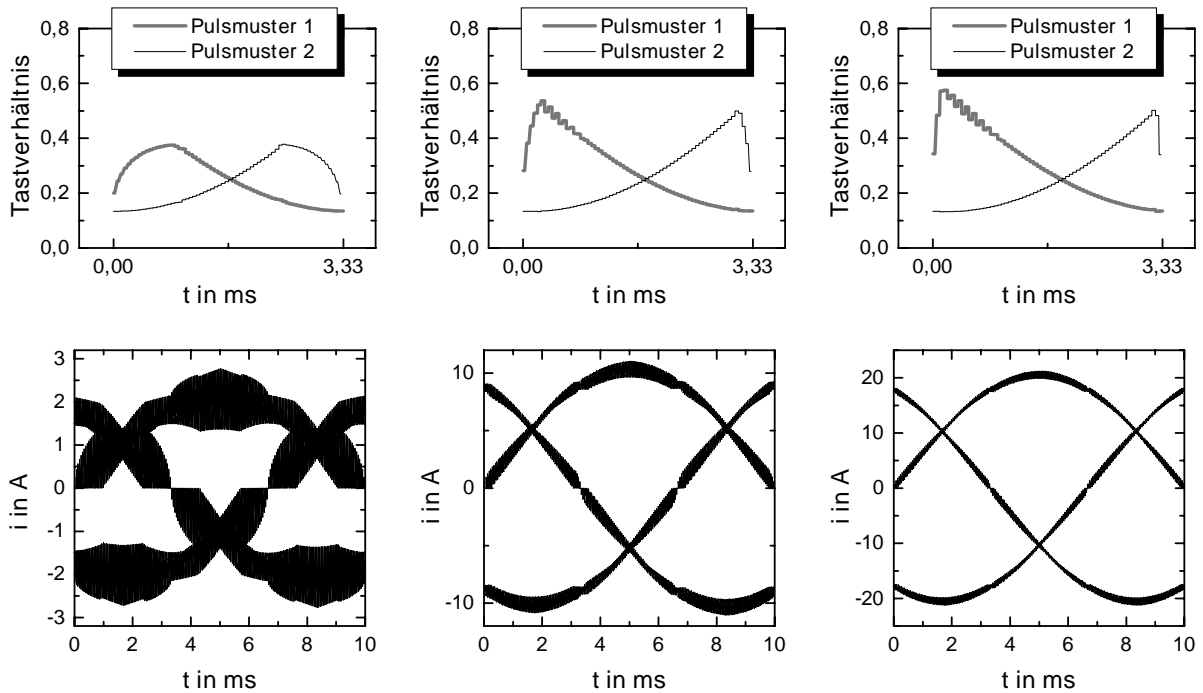


Bild A10: Vorausberechnete Tastverhältnisverläufe und simulierte Eingangsströme für verschiedene Leistungen:

Links: Leistung $P_A = 1\text{kW}$. Mitte: Leistung $P_A = 5\text{kW}$. Rechts: Leistung $P_A = 10\text{kW}$

(Eingangsspannung: $\hat{u}_N = 325\text{V}$; Ausgangsspannung $U_A = 650\text{V}$;

Induktivitäten $L_1..L_3 = 3\text{mH}$; Zwischenkreiskapazität $C_A = 1000\mu\text{F}$; Taktfrequenz $19,2\text{kHz}$).

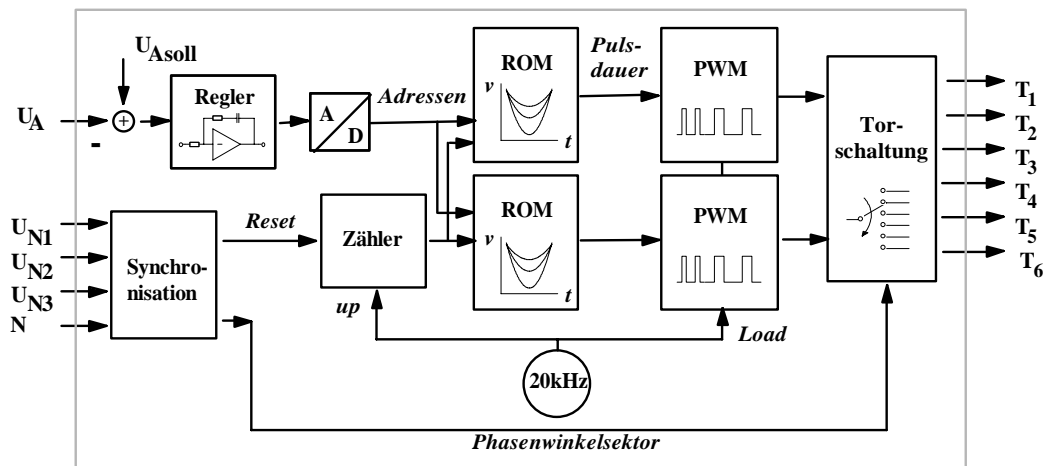


Bild A11: Steuereinheit für die vollgesteuerte Sechspulsbrücke.

Für die **praktische Erprobung** wird die Steuereinheit als Schaltwerk unter Nutzung von Standard-Schaltkreisen realisiert. Die Synchronisation erfolgt im Versuchsaufbau durch Detektion der Netzspannungs-Nulldurchgänge. Da durch die Zwischenkreiskondensatoren eine weitgehende Entkopplung gegeben ist, kann die nachfolgende Schaltung durch einen ohmschen Widerstand nachgebildet werden. Der Leistungsteil des Versuchsaufbaus ist für eine Leistung von 12kW ausgelegt. Ein Meßergebnis ist in *Bild A12* gezeigt. Die bereits durch andere Verbraucher trapezförmig verzerrten Eingangsspannungen bewirken eine Verzerrung auch der Eingangsströme. Dennoch treten nur geringe Oberschwingungspegel in den Spektren der Ströme auf. Es werden ein Leistungsfaktor von $0,99$ und ein Verzerrungsfaktor (THD) von $5,3\%$ erzielt.

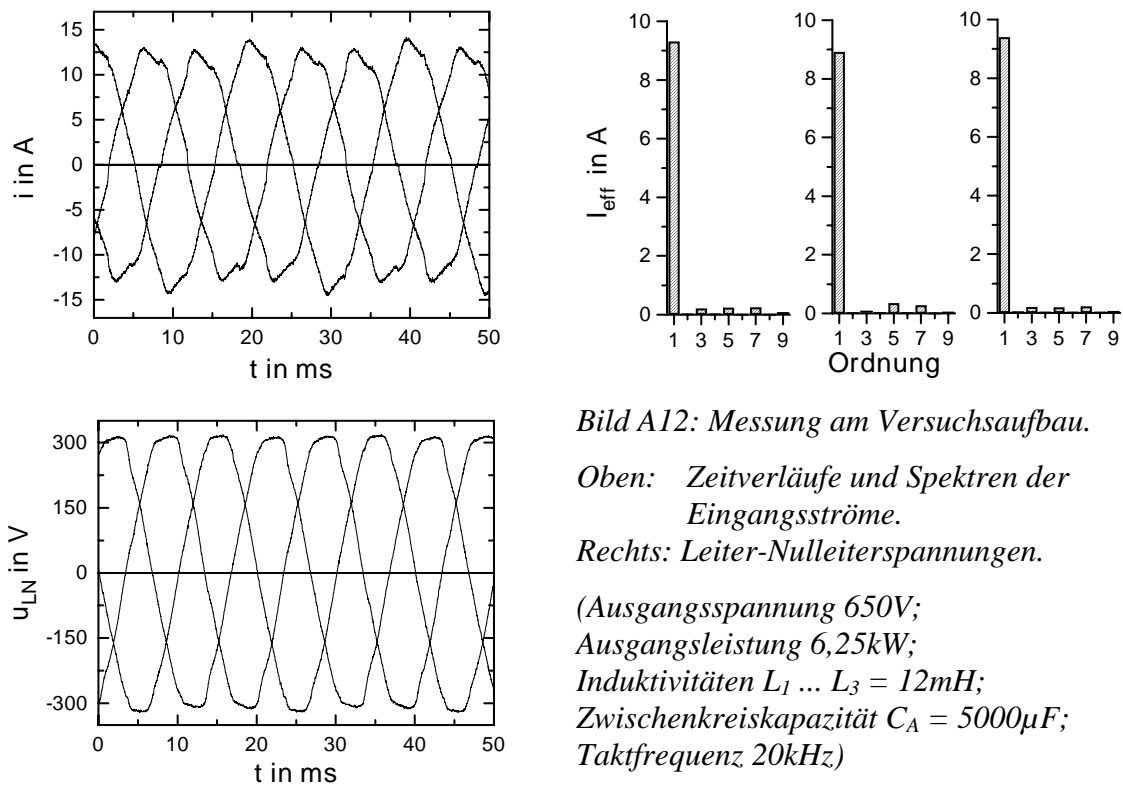


Bild A12: Messung am Versuchsaufbau.

Oben: Zeitverläufe und Spektren der Eingangsströme.

Rechts: Leiter-Nulleiterspannungen.

(Ausgangsspannung 650V;
Ausgangsleistung 6,25kW;
Induktivitäten $L_1 \dots L_3 = 12\text{mH}$;
Zwischenkreiskapazität $C_A = 5000\mu\text{F}$;
Taktfrequenz 20kHz)

Die **industrielle Umsetzung** kann kostengünstig unter Einsatz eines Mikrocontrollers oder als Schaltwerk unter Nutzung eines hochintegrierten programmierbaren Logikbausteins erfolgen. Durch Einsatz einer PLL-Schaltung läßt sich eine zuverlässige und störsichere Netz-synchronisation erzielen. Wird die Pulsfrequenz ebenfalls durch die PLL-Schaltung erzeugt, so ist in begrenztem Maße eine automatische Anpassung des Oberschwingungsfilters an verschiedene Netzfrequenzen gegeben.

Steuerung eines Oberschwingungsfilters aus drei Hochsetzsteller-Modulen

Zur Steuerung eines Oberschwingungsfilters aus drei Hochsetzsteller-Modulen wird ein **Pulsmuster** benötigt, dessen Periodendauer eine halbe Netzperiode beträgt. Das Pulsmuster wird mit einer Zeitverschiebung um jeweils 1/6 der Netzperiode kontinuierlich an alle drei Transistoren ausgegeben (Bild A13). Die Hochsetzsteller können bei der Berechnung der Pulsmuster näherungsweise als entkoppelt betrachtet werden. Sinusförmige Eingangsströme ergeben sich, wenn die Ströme durch die Drosseln den Beträgen von Sinusfunktionen folgen. Für den Drosselstrom i_{La} in Zweig a gilt

$$i_{La} = \frac{1}{L} \int |u_e(t)| dt \quad (\text{Transistor } T_a \text{ offen})$$

$$\text{bzw. } i_{La} = \frac{1}{L} \int |u_e(t)| dt - U_A \quad (\text{Transistor } T_a \text{ geschlossen}).$$

u_e ist die Eingangsspannung des betrachteten Zweiges; bei Sternschaltung der Hochsetzsteller-Module ist die betreffende Leiter-Nulleiterspannung einzusetzen, bei Dreieckschaltung die Leiter-Leiterspannung. U_A ist die Ausgangsgleichspannung.

Die Ermittlung der Tastverhältnisse folgt auch hier der Abfolge der Pulse; der für den vorangegangenen Taktzyklus berechnete Strom-Endwert liefert jeweils den Startwert für den neuen Taktzyklus. Als Bewertungskriterium für die Übereinstimmung zwischen Soll- und Istverlauf des Stromes kann wieder die maximale Abweichung, der zeitliche Mittelwert oder die Energie dienen.

Die **praktische Erprobung** erfolgt an einem Versuchsaufbau mit einem ohmschen Widerstand als Last. Der Versuchsaufbau ist für eine Ausgangsleistung von 30kW ausgelegt. Als Ausgangsspannung werden 580V vorgegeben.

Die Hochsetzstellermodule werden alternativ in Dreieckschaltung und in Sternschaltung betrieben. In Dreieckschaltung liegt die angestrebte Ausgangsspannung nur geringfügig über dem Spitzenwert der Eingangsspannungen. Netzspannungsverzerrungen und Netzunsymmetrie führen hier zu stark verzerrten und unsymmetrischen Eingangsströmen. In Sternschaltung werden dagegen gute Ergebnisse erzielt. Als vorteilhaft erweist sich der Betrieb mit virtuellem Sternpunkt (*Bild A13*). Eine Verbindung des Sternpunktes mit dem Nulleiter bewirkt bei nichtidealem Netz unerwünschte Nulleiterströme sowie eine stärkere Netzstromverzerrung.

Bild A15 zeigt Eingangsströme, die am Versuchsaufbau in Sternschaltung mit virtuellen Sternpunkt gemessen sind. Wie bei der vollgesteuerten Sechspulsbrücke bewirkt die trapezförmige Verzerrung der vorliegenden Netzspannungen eine Verzerrung der Eingangsströme, die für den praktischen Betrieb aber als unkritisch zu werten ist. Der Leistungsfaktor beträgt 0,99, der Klirrfaktor 6,9%.

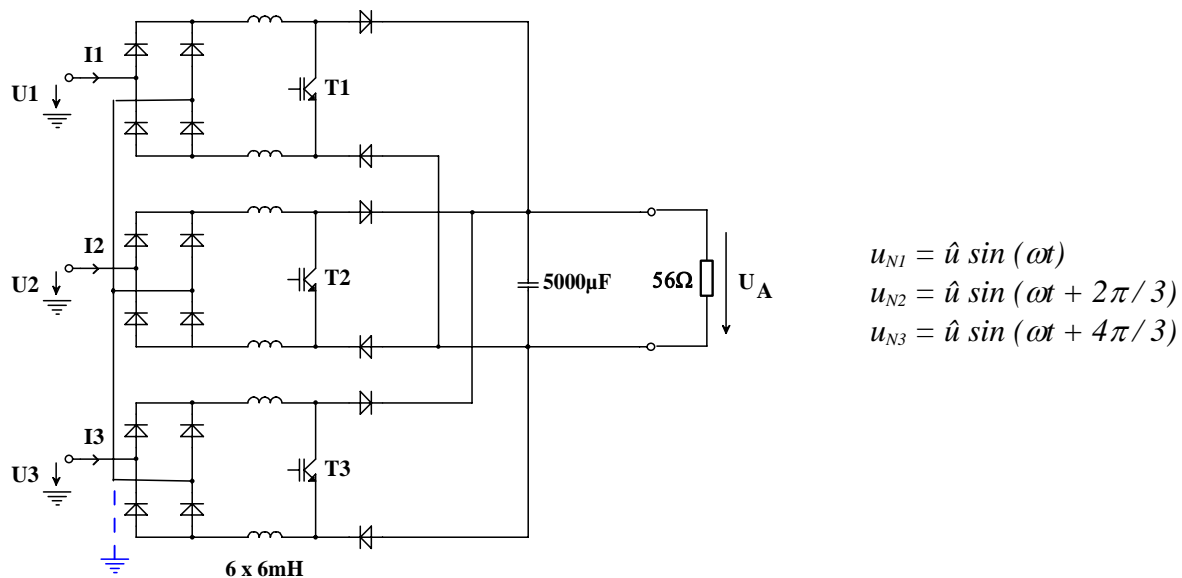


Bild A13: Schaltung des Leistungsteiles (Sternschaltung mit virtuellem Sternpunkt).

Anhang A: Netzoverschwingungen

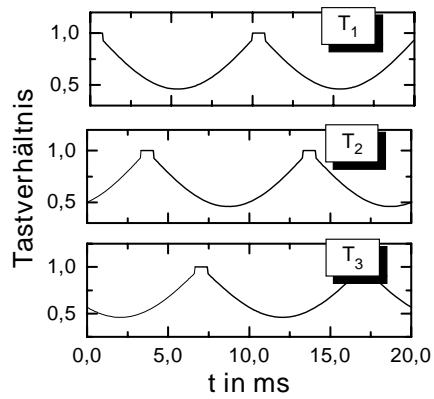


Bild A14: Tastverhältnis-Verläufe zur Ansteuerung der drei Transistoren (Beispiel).

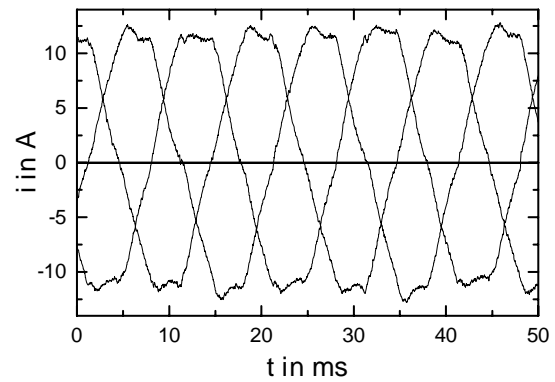


Bild A15: Eingangsströme, gemessen am Versuchsaufbau (Ausgangsspannung $U_A = 580V$; Ausgangsleistung $6kW$; Induktivitäten $L_1 \dots L_6 = 6mH$; Zwischenkreiskapazität $C_A = 5000\mu F$; Taktfrequenz $20kHz$)

Literaturverzeichnis

- Ant03 Giulio Antonini:
SPICE Equivalent Circuits of Frequency Domain Responses. IEEE Transactions of EMC; vol. 45 no. 3; August 2003; S. 502-512
- Bal97 C. A. Balanis:
Antenna Theory. John Wiley & Sons, New York 1997
- Beh88 Udo Behmer:
Untersuchung kinematisch bedingter Einflüsse beim Senken mit überlagerter Planetärbewegung. Dissertation, RWTH Aachen, 1988
- BGV11 BGV B11:
Berufsgenossenschaftliche Vorschrift für Sicherheit und Gesundheit bei der Arbeit. Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik, Juni 2001
- BS97 W. T. Beyene, J. E. Schutt Ainé:
Transient Analysis of Diode Switching Circuits Using Asymptotic Waveform Evaluation. IEEE Transactions on Computer aided Design of Integrated Circuits and Systems. Vol. 16 No. 12, December 1997, S. 1447-1453
- BWB96 A. Behrens, M. P. Witzak, F. L. Bruhns:
EMV-geschützter Aufbau und Betrieb von Hochleistungs-Prozeßrechnern für funkenersensitive Senkanlagen. EMV '96 5. Internationale Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit. 20.-22.02.1996. VDE-Verlag Berlin, Offenbach; S. 103-110
- CL93 Cliff L. Ma , Peter O. Lauritzen:
A Simple Diode Model with Forward and Reverse Recovery. IEEE Transactions of Power Electronics. Vol. 8, No. 4; Oct.1993; S. 342 ... 346
- Cow68 Robert B. Cowdell:
Charts simplify prediction of noise from periodic pulses. Electronics, Sept. 1968; S. 62-69
- DeS88 Anjali K De Silva:
Process Developments in Electrochemical Arc Machining. PhD. University of Edinburgh 1988
- Des97 Z. Desheng:
Radiated Electromagnetic Emission Prediction using a Current Probe. 12th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on EMC; Zurich 18.02.-20.02.1997. Congress report S. 453-458
- Dix04 Paul Dixon:
Dampening cavity resonance using absorber material. Microwave Technology, May 2004, S.16-19
- DM97 Anjali K. De Silva, Joseph A. McGeough:
Process Monitoring of Electrochemical Micromachining. Int. Conf. on Machining and Measurements of Sculptured Surfaces. Krakow, 1997; S. 243-252

Literatur

- Dru95 Andreas Drube:
Untersuchungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit eines Hochstrom-Nadelimpulsgenerators. Diplomarbeit am Institut Allgemeine Elektrotechnik und Leistungselektronik IELE, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 1995
- Eco99 Environmental Report of the Hybrid SEDCM-Technology. Forschungsprojekt „Advanced Concurrent Technologies for Ecological Production of Dies and Moulds“; gefördert durch EU (Brite / Eurom Programme BE 1628). Magdeburg, 1999
- EN45502-2-1 DIN EN 45502-2-1:
Aktive implantierbare medizinische Geräte – Teil 2-1: Besondere Festlegungen für aktive implantierbare medizinische Geräte zur Behandlung von Bradarrhythmie (Herzschrittmacher). Aug. 2004 (entspricht VDE 0750 Teil 10-1)
- EN45502-2-1E E DIN EN 45502-2-1 (Entwurf):
Aktive implantierbare medizinische Geräte – Teil 2-1: Besondere Festlegungen für aktive implantierbare medizinische Geräte zur Behandlung von Bradarrhythmie (Herzschrittmacher). Juli 1998 (entspricht VDE 0750 Teil 10-1)
- EN50061/A1 DIN EN50061 /A1:
Sicherheit implantierter Herzschrittmacher – Schutz gegen elektromagnetische Störungen. Juli 1996 (entspricht VDE 0750 Teil 9/A1)
- EN55011 EN55011:
Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Hochfrequenzgeräte (ISM-Geräte). Funkstörungen – Grenzwerte und Messverfahren. Aug. 2003
- EN55016-1-1 EN55016 Teil 1-1:
Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendungen und Störfestigkeit – Teil 1-1 Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit – Messgeräte. Sept. 2005 (entspricht IEC/CISPR16-1-1, 2003)
- EN61000-3-2 EN61000 Teil 3-2:
EMV Teil 3-2: Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangstrom $\leq 16\text{A}$ je Leiter). Dez. 2001
- EN61000-3-3 EN61000 Teil 3-3:
EMV Teil 3-3: Grenzwerte für Spannungsschwankungen und Flicker in Niederspannungsnetzen für Geräte mit einem Eingangsstrom $\leq 16\text{A}$. Mai 2002
- Enn80 Hans-Josef Enning:
Ein Beitrag zur Reduzierung des Elektrodenverschleißes bei der funkenerosiven Senkbearbeitung. Dissertation, RWTH Aachen, 1980.
- För79 Karl Förster:
Untersuchung der technologischen und physikalischen Zusammenhänge beim funkenerosiven Drahtschneiden. Dissertation, Technische Universität München, 1979
- Gie99 Steffen Giebel:

Literatur

- Untersuchungen zur Abstrahlung einer Funkerosionsanlage. Diplomarbeit am Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit IGET, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 1999
- Gin02 Jens Ginzel:
Funkerosives Senken mit Neuro-Fuzzy – Prozeßführung und Fehlentladungsbehandlung unter Berücksichtigung der Bahn- und Planetärerrosion. Dissertation, Universität der Bundeswehr Hamburg, Herberdt Utz Verlag – Wissenschaft, München, 2002
- Gör02 André Görisch:
Netzwerkorientierte Modellierung und Simulation elektrischer Verbindungsstrukturen mit der Methode der partiellen Elemente. Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg. Cuvillier Verlag, Göttingen, 2002
- Gro03 Frank Gronwald:
The influence of electromagnetic singularities on an active dipole antenna within a cavity. *Advance in Radio Science*, 1/2003, S. 57-61
- GS91 K. H. Gonschorek, H. Singer (Hrsg.):
Elektromagnetische Verträglichkeit: Grundlagen, Analysen, Maßnahmen. Teubner, Stuttgart 1991.
- Gue98 Alberto Guerra, Franco Maddaleno, Marco Soldano:
Effects of Diode Reverse Recovery Characteristics on Electromagnetic Noise in PFCs. Tagungsband APEC 1998, Vol 2. S. 944-949
- GW98 André Görisch, Günter Wollenberg:
Ermittlung linearer passiver Zweipole durch Approximation von Impedanzverläufen. Fachtagung Informations- und Mikrosystemtechnik, Magdeburg, 25.-27. März 1998; Tagungsband S. 441-448
- Haa05 Heiko Haase:
Full-Wave Field Interactions of Nonuniform Transmission Lines. Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg. *Res Electricae Magdeburgenses*. Magdeburger Forum zur Elektrotechnik MAFO Band 9. Magdeburg, 2005.
- Har83 Alexander Hardell:
Erfahrungen mit Oberschwingungen in Stromversorgungsnetzen. *Elektrizitätswirtschaft*. Jg. 82 (1983), Heft 25; S. 917-924
- Hil81 Wolfgang Hilberg:
Impulse auf Leitungen. Oldenbourg, München, Wien 1981
- HKWN04 H. Haase, S. Kochetov, G. Wollenberg, J. Nitsch:
Einkopplung externer Störfelder in ungleichförmige Leitungen – Analyse im Frequenz- und Zeitbereich. EMV 2004 Internationale Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit. 10.-12.02.2004; VDE-Verlag Berlin, Offenbach; S. 283-290
- HNS03 H. Haase, J. Nitsch, T. Steinmetz:
Transmission-Line Super Theory: A new Approach to an Effective Calculation of Electromagnetic Interactions. *URSI Radio Science Bulletin* No. 307 Dec. 2003; S. 33-60

Literatur

- HNS04 H. Haase, J. Nitsch, T. Steinmetz:
Transmission-Line Super Theory: A new Approach to an Effective Calculation of Electromagnetic Interference. Res Electricae Magdeburgenses. Magdeburger Forum zur Elektrotechnik MAFO Band 4. Magdeburg, 2004.
- HR87 K. K. Hon, E. S. Razavi:
A Contribution to the Monitoring and Control of EDM Based on High Frequency Methods. 15th North American Manufacturing Research Conference. May 27-29, 1987, Lehigh University, Bethlehem, Pennsylvania. Tagungsband S. 413-417
- Jut82 Wolf-Immo Jutzler:
Funkenerosives Senken – Verfahrenseinflüsse auf die Oberflächenbeschaffenheit und die Festigkeit des Werkstücks. Dissertation, RWTH Aachen, 1982
- Klo97 F. Klotz:
Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien. Dissertation, TU Ilmenau. Verlag ISLE, Ilmenau, 1997
- Krei98 Philip T. Krein:
Elements of power electronics. Oxford University Press; New York, 1998.
- KW05 Sergey V. Kochetov, Günter Wollenberg:
Stability of Full-Wave PEEC-Models: Reason for Instabilities and Approach for Correction. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 47, No. 4, Nov. 2005. S. 738-748
- KW06 Sergey V. Kochetov, Günter Wollenberg:
Simulation von 3D-Verbindungsstrukturen im Zeitbereich – Stabile Lösungen durch Modifikation der PEEC-Methode. EMV 2006. Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit. 7.-9. März 2006; VDE-Verlag Berlin, Offenbach; S. 165 –172
- KZ94 J. W. Kolar, F. C. Zach:
A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier. Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nürnberg, 28.-30. Juni, S. 125-138
- Läu97 Markus Läuter:
Steuerung der Impulsform eines Hochstrom-Nadelimpulsgenerators. Diplomarbeit am Institut Allgemeine Elektrotechnik und Leistungselektronik IELE, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 1997.
- LC91 Peter O. Lauritzen, Cliff L. Ma:
A Simple Diode Model with Reverse Recovery. IEEE Transactions of Power Electronics. Vol. 6, No. 2; Apr. 1991; S. 188-191
- Lev04 Boris Levin:
Field of a Rectangular Loop. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52 No. 4 April 2004; S. 948-952
- Lin60 J. E. Lindsay:
A Circular Loop Antenna with Non-Uniform Current Distribution. IRE Trans. Antennas and Propagation. Vol. AP-8 No. 4, July 1960

Literatur

- LM02 Yoonjae Lee, Raj Mittra:
Electromagnetic Interference by Using a Spread Spectrum Approach. IEEE Transactions on EMC; Vol. 44 No. 2, May 2002, S. 380-385
- MA93 G. Massobrio , P. Antognetti:
Semiconductor Device Modelling with Spice. Mc Graw Hill; New York, 1993
- Mar92 M. Mardiguian:
Controlling Radiated Emissions by Design. Chapman and Hall, New York, 1992
- Mer94 Igor Merfert:
Schaltungsanordnung zur sinusförmigen Stromaufnahme eines Gleichrichters aus einem Mehrphasennetz. Patent-Offenlegungsschrift DE 42 43 191 A1; Offenlegung 23.6.94
- Mes98 Sven Mestchen:
EMV-Untersuchungen an MOSFET-Treiberschaltungen. Diplomarbeit am Institut Allgemeine Elektrotechnik und Leistungselektronik IELE, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg 1998
- Mil97 Luigi M. Millanta:
Fundamentals of the EMC Current Probes. 12th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility. Zürich, 18.-20.02.1997. Tagungsband S. 585-590
- MM95 I. Merfert, H. Mecke:
Control of Continuous-mode Boost Converters in a Unity Power Factor Rectifier. 6th Europ. Conference on Power Electronics and Applications 1995 (EPE95), Vol. 4, S. 3730-3735.
- Mor94 David Morgan:
A handbook for EMC testing and measurement. Peter Peregrinus Ltd. (im Auftrag des IEE). London, 1994
- MUR95 Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins:
Power electronics: converters, applications, and design. John Wiley & Sons; New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore: 1995.
- MWSM98 H. Mecke, G. Wollenberg, D. Staubermann, I. Merfert, F. Luhn:
Ein neues Steuerkonzept für dreiphasige Schaltungen zur sinusförmigen Stromaufnahme. EMV `98. 6. Internationale Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit. Düsseldorf, 10.02.-12.02.98. VDE-Verlag Berlin, Offenbach.
- Pau94 Clayton R. Paul:
Analysis of multiconductor transmission lines. John Wiley & Sons. New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1994
- Pau06 Clayton R. Paul:
Introduction to electromagnetic compatibility. John Wiley & Sons. 2. Aufl New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 2006
- Pei90 Dirk Peier:
Elektromagnetische Verträglichkeit: Problemstellung und Lösungsansätze.

Literatur

- Hüthig Buch Verlag GmbH. Heidelberg, 1990
- Phi00 Eugen Philippow:
Grundlagen der Elektrotechnik. Verlag Technik. 7.Aufl., Berlin, 2000
- Rod00 Arnold Rodewald:
Elektromagnetische Verträglichkeit. Vieweg. 2.Aufl., Braunschweig,
Wiesbaden, 2000
- Röh98 Nico Röhl:
Aufbau und EMV-Untersuchung einer Impulsstromquelle für die Funken-
erosion. Diplomarbeit am Institut Allgemeine Elektrotechnik und Leistungs-
elektronik IELE, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 1998
- Rue74 A. E. Ruehli:
Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 22, No. 3,
S. 216-221, 1974
- Schie64 Hans Schierholt:
Über den Abtragsvorgang bei der funkenerosiven Bearbeitung und
Forderungen an Impulsform und Regeleinrichtungen der verwendeten
Generatoren. Dissertation, RWTH Aachen ,1964
- Schwa96 Adolf J. Schwab:
Elektromagnetische Verträglichkeit. Springer-Verlag. Berlin, Heidelberg.
4. Aufl. 1996
- SWM06 H.-P. Schulze, G. Wollenberg, K. Mecke:
Investigation of Gas Bubble Formation at Spark Erosion in Small Working
Gaps. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. 2006
(accepted)
- SMW05 H.-P. Schulze, K.Mecke, G.Wollenberg:
Influence of Gas Bubbles on Electrical Discharges in Small Working Gaps.
2005 IEEE International Conference on Dielectric Liquids, ICDL 2005
Portugal, Coimbra, 20.06.-01.07.05; S. 63-66
- SS06 G. Schubert, M. Spang:
Modulanalyse unter Einbindung von messtechnisch bestimmten Black-Box-
Modellen. EMV 2006 Internationale Fachmesse und Kongreß für
Elektromagnetische Verträglichkeit. 07.-09.03.2006; VDE-Verlag Berlin,
Offenbach; S. 153-164
- SN97 A. G. M. Strollo, E. Napoli:
Improved PIN diode circuit model with automatic parameter extraction
technique. IEE Proc.-Circuits Devices Systems, Vol. 144, No. 6, December
1997. S. 329-334
- Spa96 Michael Sparrer:
Elektrochemische Bearbeitung funkenerosierter Raumformen –
Prozeßauslegung, Randzoneneigenschaften und Bauteilverhalten. Dissertation,
RWTH Aachen, 1996
- Tih95 Laszlo Tihanyi:

Literatur

- Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. IEEE Press, New York 1995.
- Tim96 Mathias Timm:
Elektronische Stromquellen für das funkenerosive Schneiden von elektrisch schlecht leitfähigen Werkstoffen. Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 1996
- TKW06 S. Tamm, S. V. Kochetov, G. Wollenberg:
Modellierung flächenhafter Verbindungsstrukturen für leistungselektronische Anwendungen mittels der Methode der partiellen Elemente. EMV 2006. Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit. 7.-9.März 2006; VDE-Verlag Berlin, Offenbach; S. 181-188
- Ung91 Hans-Georg Unger:
Elektromagnetische Wellen auf Leitungen. 3. Aufl. Hüthig, Heidelberg, 1991
- VDE0848 VDE 9848-3-1 (Entwurf):
-3-1 Sicherheit in elektromagnetischen Feldern. Teil 3-1: Schutz von Personen mit aktiven Körperhilfsmitteln im Frequenzbereich 0Hz-300GHz. Mai 2002
- Wer75 Rafael Wertheim:
Untersuchung der energetischen Vorgänge bei der funkenerosiven Bearbeitung als Grundlage für eine Verbesserung des Prozeßablaufs. Dissertation, RWTH Aachen 1995
- Wit97 M. P. Witzak:
Verbesserung der Prozeßführungssysteme für funkenerosive Senkanalagen unter Einbeziehung von Fuzzy-Technologien. Dissertation, Universität der Bundeswehr Hamburg, 1997
- WLG00 Günter Wollenberg, Frank Luhn, Steffen Giebel:
Modellbildung und Analyse der Abstrahlung von Funkenerosionsanlagen. EMV 2000 7. Internationale Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit, Düsseldorf 22.02.-24.02.2000. VDE-Verlag, Berlin, Offenbach
- XY95 Yu Xueven, Jin Yuhui:
The Phenomena of Micro Short-Circuit and Micro Arc in the Discharge Process. EDM Technology – Vol. 3 1995; S. 53-56
- YX93 Jin Yuhui, Yu Xuewen:
Study of Discharge Process of EDM. EDM Technology – Vol. 1 1993; S. 55-58

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Frank Luhn
geboren: 24.01.67 in Osterode am Harz
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: ledig
Wohnort: Spitzwegstr. 25
38106 Braunschweig

Schulischer Werdegang

1973 - 1977 Nikolai-Grundschule Herzberg
1977 - 1988 Ernst-Moritz-Arndt-Gymnasium Herzberg

Wehrdienst

1986 - 1987 Grundwehrdienst

Studium

1987 - 1994 Studium der Elektrotechnik an der TU Braunschweig;
Schwerpunkt Meß- und Regelungstechnik

Berufstätigkeit

1994 - 2000 wissenschaftlicher Mitarbeiter an der
Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg,
Institut Allgemeine Elektrotechnik und Leistungselektronik (IELE)
bzw. Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Elektromag-
netische Verträglichkeit (IGET),
Lehrstuhl Theoretische und Allgemeine Elektrotechnik
(Prof. Dr.-Ing G. Wollenberg)

seit 2000 Entwicklungsingenieur am
Institut für angewandte Funksystemtechnik (iaf) GmbH, Braunschweig;
Tätigkeitsschwerpunkt: Konzeption und Realisierung von Forschungs-
geräten und Demonstratoren für zukünftige digitale Funksysteme