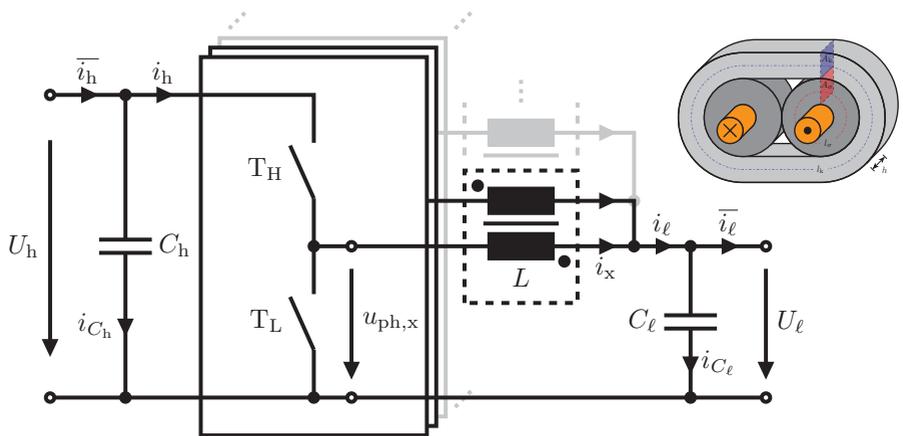


Patrick Deck

Gekoppelte Induktivitäten auf Basis niederpermeabler, nanokristalliner Bandmaterialien

Anwendung in getakteten Gleichspannungswandlern



Gekoppelte Induktivitäten auf Basis niederpermeabler, nanokristalliner Bandmaterialien - Anwendung in getakteten Gleichspannungswandlern

Der Fakultät für
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)**

vorgelegte Dissertation

von

Patrick Deck, M.Sc.

aus Pulheim

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Benedikt Schmülling

Zweitprüfer: Prof. Dr.-Ing. Christian Dick

Tag der Prüfung: 07.12.2022

Wuppertaler Schriftenreihe zu Elektromobilität und
Energiespeichersystemen

Band 3

Patrick Deck

**Gekoppelte Induktivitäten auf Basis nieder-
permeabler, nanokristalliner Bandmaterialien**

Anwendung in getakteten Gleichspannungswandlern

Shaker Verlag
Düren 2023

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Zugl.: Wuppertal, Univ., Diss., 2022

Copyright Shaker Verlag 2023

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung, vorbehalten.

Printed in Germany.

ISBN 978-3-8440-8990-5

ISSN 2628-2003

Shaker Verlag GmbH • Am Langen Graben 15a • 52353 Düren

Telefon: 02421 / 99 0 11 - 0 • Telefax: 02421 / 99 0 11 - 9

Internet: www.shaker.de • E-Mail: info@shaker.de

Vorwort

Die vorliegende Arbeit beschließt die Zeit meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Labor für Leistungselektronik und elektrische Antriebe der Technischen Hochschule Köln (TH Köln). Sie begann bereits 2013 zum Abschluss des Bachelor-Studiums mit dem internationalen Studierendenwettbewerb IEEE International Future Energy Challenge, bei dem ich Teil eines studentischen Entwicklungsteams sein durfte. Die Zusammenarbeit im Team, das gemeinsame Ziel und die Freude über das positive Ergebnis ungezählter Laborstunden haben mich auch über das Projekt hinaus weiter motiviert und sind die Grundlagen vieler schöner Erinnerungen.

Mein besonderer Dank gilt Professor Dr.-Ing. Christian Dick, der mich mit offenen Armen in seinem Team aufnahm und mir ermöglichte, mich in viele verschiedene Richtungen weiterzubilden. Durch seine kreative Denkweise half er mir immer wieder dabei, Lösungsansätze für komplexe Probleme zu erarbeiten. Nicht nur bei der Akquise und Bearbeitung verschiedenster Projekte, sondern auch bei der Weiterentwicklung und Umsetzung neuer Arbeitsprozesse im Labor hatte er stets ein offenes Ohr und großen Anteil an meiner persönlichen Weiterentwicklung sowie der seiner Studierenden.

Gleichermaßen bedanken möchte ich mich bei Professor Dr.-Ing. Benedikt Schmüling für die Betreuung der Arbeit als Erstprüfer, der nicht nur fachliche Hinweise für die Erstellung des schriftlichen Teils erbracht, sondern bereits während meiner Forschungstätigkeit wichtige Impulse für die Struktur und den Fortschritt der Arbeit gesetzt hat.

In Anbetracht der Zeit, die wir jeden Tag zusammen verbracht haben, gilt mein Dank ebenfalls meinen Kollegen und Mitstudierenden Michael Nixdorf, Professor Dr.-Ing. Andreas Lohner, Magnus Böh, Martin Nießen, Martin Voßwinkel, Daniel Sigmund, Norbert Kellersohn, Volkmar Platte, Sascha Grzeschik, Nicolas Franz, Fabian Zschke, Andreas Krause, Alexander Schmidt, Tim Rieger, Markus Woldt, Christoph Engelhard, David Lauber, Christoph Reuber, Sarah Gerngroß, Valentin Wagner, Georg Jöntgen, Luis Sievers, David Bohne und vielen anderen, die mir durch

ihre Ideen, ihren Einsatz, unzählige Diskussionen und vertilgte Tiefkühlpizzen eine wundervolle Zeit im Labor beschert haben, an die ich immer wieder gerne zurück denken werde.

Ebenfalls danken möchte ich meiner Familie und Freunden, die mich jederzeit bei all meinen beruflichen und privaten Aktivitäten und Zielen unterstützt und den ganzen Weg über mit Interesse und Motivation begleitet haben. Ohne eure Unterstützung wäre ich diesen Weg mit Sicherheit niemals gegangen.

Zu guter Letzt möchte ich ganz besonders meiner Freundin Samira danken, die trotz mehrerer Autostunden Entfernung, die eine ganze Zeit lang zwischen uns lagen, immer wieder Mittel und Wege gefunden hat, mich zu motivieren und durch kleinere und größerer Tiefs zu manövrieren. Ich danke dir nicht nur für deine unermüdlich aufmunternde Art, sondern auch dafür, dass du an meiner Seite warst, wenn es für dich Schwierigkeiten und Verzicht bedeutet hat.

Da diese Danksagung zeitlich am Ende meiner Arbeit steht, muss ich an dieser Stelle noch anmerken, dass mir erst nach dem Abschied aus dem Labor wirklich bewusst geworden ist, wie sehr mich diese Zeit geprägt hat und wie schwer mir der Abschied gefallen ist. Ich bedanke mich bei allen, die diesen Weg direkt oder indirekt mitgestaltet haben und wünsche auch meinen Nachfolgern eine ebenso ereignisreiche Zeit.

Kurzfassung

Leistungselektronik beschäftigt sich mit der effizienten Umwandlung elektrischer Energie und stellt in der heutigen Zeit nicht nur für die Umsetzung der Energiewende eine Schlüsseltechnologie dar. Induktive Filterkomponenten erweisen sich neben den schaltenden Halbleiter-Bauelementen als kritische Bauelemente leistungselektronischer Systeme hinsichtlich Gewicht und Kosten. Die Optimierung solcher Systeme zielt in der Regel auf Effizienzsteigerung, Volumen-, Gewichts-, oder Preisreduktion ab.

Diese Arbeit hat den Anspruch, die Möglichkeit der Optimierung der induktiven Komponente im Zweiquadrantensteller hinsichtlich Volumen und Gewicht mithilfe magnetischer Kopplung, angepasster Modulationsverfahren und spezieller Materialien zu modellieren, zu validieren und zu bewerten. Im Vordergrund steht zunächst die mathematische Modellierung der elektrischen und magnetischen Grundlagen über Schaltmuster, Stromformen und Reluktanzmodelle. Daran schließt sich eine theoretische Betrachtung der Optimierungspotenziale und der daraus resultierenden möglichen Volumen- beziehungsweise Gewichtersparnis an. Es folgt eine systemtheoretische Beschreibung, um die Grundlage für eine zukünftige Strom- oder Spannungsregelung zu legen.

Die sich anschließende Materialstudie beinhaltet die Verarbeitung und Charakterisierung eines nanokristallinen niederpermeablen Magnetmaterials, welches für die Anwendbarkeit der Technologie eine wichtige Rolle spielt. Ein automatisierter Prüfstand zur Verlustmessung magnetischer Materialien mit niedriger Messdauer ist insbesondere für die speziellen Stromformen der gekoppelten Induktivität entwickelt und in Betrieb genommen worden.

Der zentrale Aspekt, um die Technologie der gekoppelten Induktivität in der breiten Masse anwendbar zu machen, ist die Entwicklung eines Berechnungsprogramms zur optimierten Auslegung aller zentralen Parameter und damit auch zum direkten Vergleich mit anderen Induktivitäten derselben Anwendung. Das entwickelte Verfahren bedient sich der Ergebnisse der vorherigen Studien und bindet die erarbeiteten Modelle ein.

Zur Validierung der Modelle und Optimierungsalgorithmen sind zwei Funktionsmuster entwickelt, aufgebaut und getestet worden, welche die Anwendbarkeit und Möglichkeiten der Technologie gekoppelter Induktivitäten in leistungselektronischen Konvertern aufzeigen und das Potential bei optimaler Auslegung für einen weiten Anwendungsbereich unterstreichen.

Abstract

Power electronics is a key technology today concerning the efficient conversion of electrical energy in a wide range of applications, not only in the field of renewable energies. Besides switching semiconductor transistors, the central part of today's power electronic systems is in many cases the inductive component, such as a filter inductor or a high-frequency transformer. The optimization of power electronic systems usually aims at increasing efficiency, reducing volume, weight or price.

This work aims to model, validate and evaluate the possibility of optimizing the inductive component of the two-quadrant chopper in terms of volume and weight using magnetic coupling, modulation techniques and special materials. First, the mathematical modeling of the electrical and magnetic fundamentals via switching patterns, current waveforms and reluctance models is conducted. This is followed by a theoretical model of the optimization potentials and thus possible volume or weight savings. Further, a systems-theoretical description of the coupled inductor is added for later studies on current and voltage control.

The following material study shows the manufacturing and characterization of a nanocrystalline low-permeability magnetic material, which plays an important role for the applicability of the technology. An automated test bench for loss measurement of magnetic materials with low measuring time has been developed and applied, especially for the special current waveforms of coupled inductors.

The central aspect of making coupled inductors technology widely applicable is the development of a calculation program for optimized design of all important parameters and also for direct comparison with other inductors in the same application. The algorithm uses the results of the preceding studies and includes the developed theoretical models.

To validate the model and optimization algorithm, two converters have been designed, built and tested. They demonstrate the applicability and possibilities of the technology of coupled inductors in power electronic converters and underline the potential of optimal design for a wide range of applications.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	XIII
Tabellenverzeichnis	XIX
Abkürzungen	XXI
Symbole	XXIII
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Konzept und Aufbau der Arbeit	3
2 Grundlagen	5
2.1 Schaltungskonzept	5
2.2 Magnetismus	8
2.3 Stand der Technik	12
2.4 Niederpermeables nanokristallines Bandmaterial	16
2.5 Verlustcharakterisierung	20
2.6 Regelung des DC-Anteils im Kern	25
3 Mathematische Modellbildung elektrischer Teil	27
3.1 Ersatzschaltbild gekoppelte Induktivitäten	27
3.1.1 Zweiphasig $N_{\text{ph}} = 2$	28
3.1.2 Höhere Phasenzahl $N_{\text{ph}} > 2$	30
3.2 Stromverläufe	33
3.2.1 Zweiphasig $N_{\text{ph}} = 2$	34
3.2.2 Vierphasig $N_{\text{ph}} = 4$	45
3.3 Spannungsverläufe	65
3.3.1 Hochspannungsseite	65
3.3.2 Niederspannungsseite	69
3.4 Zusammenfassung	71

4	Mathematische Modellbildung magnetischer Teil	73
4.1	Reluktanzen R_m	73
4.1.1	Zweiphasig $N_{ph} = 2$	74
4.1.2	Vierphasig $N_{ph} = 4$	77
4.2	Flüsse Φ	78
4.2.1	Zweiphasig $N_{ph} = 2$	79
4.2.2	Vierphasig $N_{ph} = 4$	82
4.3	Kopplungsfaktor k	86
4.4	Induktivitäten $L, L_k, M, L_{CM}, L_{DM}$	87
4.4.1	Zweiphasig $N_{ph} = 2$	88
4.4.2	Vierphasig $N_{ph} = 4$	89
4.5	Windungszahl N_{Cu}	90
4.6	Flussdichte B	91
4.7	Volumen V	93
4.7.1	Zweiphasig $N_{ph} = 2$	93
4.7.2	Vierphasig $N_{ph} = 4$	98
4.8	Zusammenfassung	100
5	Zustandsraummodell	103
5.1	Stromregelung für i_ℓ mit Störgröße u_ℓ	106
5.2	Spannungsregelung für u_ℓ mit Störgröße \bar{i}_ℓ	113
5.3	Zusammenfassung	120
6	Materialstudie	121
6.1	Fertigungstechnik	121
6.1.1	Wickelmaschine	122
6.1.2	Fertigung	123
6.2	Geometrische Eigenschaften	124
6.3	Prüfstand Verlustmessung	127
6.3.1	Hardware	128
6.3.2	Software	133
6.4	Messergebnisse	136
6.4.1	Auslegung der Testkerne	136
6.4.2	Darstellung der Ergebnisse	139
6.5	Messunsicherheiten	145
6.5.1	Unsicherheiten der Kerngeometrie	145
6.5.2	Unsicherheiten der elektrischen Messgrößen	146
6.5.3	Unsicherheiten der Phasenverschiebung	147
6.5.4	Unsicherheiten der Verlustdaten	147
6.6	Zusammenfassung	151

7 Funktionsmuster	153
7.1 Pareto-Optimierung	153
7.2 Auslegungsverfahren	155
7.3 DC/DC-Konverter 2-phasig SiC	159
7.3.1 Konverter	160
7.3.2 Steuerungsplattform	161
7.3.3 Strommessung	162
7.3.4 Auslegung der gekoppelten Induktivität	163
7.3.5 Experimentelle Validierung	167
7.4 DC/DC-Konverter 4-phasig GaN	170
7.4.1 Schaltzelle	171
7.4.2 Auslegung der gekoppelten Induktivität	172
7.4.3 Experimentelle Validierung	175
7.5 Zusammenfassung	178
8 Schlussbetrachtung	179
8.1 Fazit	179
8.2 Ausblick	182
A Ergänzende Formelsätze	185
A.1 Inverse Matrix \mathbf{K}^{-1}	185
A.2 Zustandstabelle für Wicklungsorientierung [+ - -]	187
A.3 Herleitung Spitzenwertverschiebung δ_{i_x} beim CII	187
A.4 Herleitung mittelwertbereinigter Effektivwert $I_{x,\sim}$ beim CII	188
A.5 Herleitung Tastgrad für maximalen Effektivwert d_{\max,I_x} beim CII	190
A.6 Herleitung Stromrippel Phasenkonfiguration CIVB	192
B Formelübersicht	195
B.1 Elektrisches Modell	195
B.1.1 Zweiphasig	195
B.1.2 Vierphasig	196
B.1.3 Spannungsverläufe	197
B.2 Magnetisches Modell	197
Literaturverzeichnis	201

Abbildungsverzeichnis

2.1	Zweiquadrantensteller	5
2.2	Mehrphasiger Zweiquadrantensteller	6
2.3	Stromrippel-Addition bei unterschiedlicher Zeitanordnung (am Beispiel eines zweiphasigen Systems)	7
2.4	Mehrphasiger Zweiquadrantensteller mit gekoppelter Induktivität	8
2.5	Zweiphasig gekoppelter Ringband-Kern; hellgrau: Koppelfluss-Kern, grau: Streufluss-Kern, orange: Kupferwicklung	9
2.6	Magnetischer Kreis mit Streuflüssen	10
2.7	Reluktanzmodell eines magnetischen Kreises: Streu- und Hauptfluss	12
2.8	Gekoppelte Induktivität nach [36], [38]; Der Aufbau (a) entspricht elektrisch dem Ersatzschaltbild (b), im Fall $L_1 = L_2 = M$ dem Zweiquadrantensteller (c) und für $L_2 = M$ dem <i>LCL</i> -Filter (d)	13
2.9	Ćuk-Wandler mit gekoppelter Induktivität [39]	14
2.10	(a): Transformator/Induktor-Kombination nach [42]; (b): Transformator/Stromverdoppler [46]; (c): Gekoppelte <i>LLC</i> -Wandler [47]	15
2.11	(a): Schaltbild; (b): Kernkonfiguration; [49]	16
2.12	(a): 3-phasiger Induktor [57]; (b): Verdrillter Induktor [66] (für kürzeren Kupferweg); (c): CCTT-Kern Aufbau mit aufgeteilten Windungen [63] (für die Auslöschung äußerer Streuflüsse); (d): 3-phasiger Induktor [55]; (e): Gewickelter Kern für 3-Level Konverter [64]	17
2.13	(a): Kristallstruktur; (b): amorphe Struktur	18
2.14	Rascherstarrung am rotierenden Kupferad	18
2.15	Nanokristalle in amorphem Band	19
2.16	Magnetische Polarisation $J = \mu_0(\mu_r - 1)H$ in Abhängigkeit von der eingesetzten Zugspannung [74]	20
2.17	Verlustmessung (grundsätzliches Prinzip)	21
2.18	Systembeschreibung im Zustandsraum	25
3.1	Ersatzschaltbild einer gekoppelten Induktivität [53]	29
3.2	(a): L-Ersatzschaltbild des Transformators; (b): Sekundärseite kurzgeschlossen	29
3.3	Ersatzschaltbild C_n (nach [53])	32

3.4	Maschenumlauf im Ersatzschaltbild	33
3.5	(a): Fall: „10“, Wicklungsorientierung: [+−]; (b): Fall: „02“, Wicklungsorientierung: [+ − −]	34
3.6	Zweiphasiger Zweiquadrantensteller mit gekoppelter Induktivität (CII)	35
3.7	Stromrippel CII ($d \leq 0,5$), hier dargestellt: $d = 0,25$	37
3.8	Stromrippel CII ($d > 0,5$), hier dargestellt: $d = 0,75$	39
3.9	Summen-Stromrippel an C_ℓ (CII)	40
3.10	(a): Verhältnis Phasen-Stromrippel zu maximaler Summen-Stromrippel; (b): Verhältnis Summen-Stromrippel zu maximaler Summen-Stromrippel; aufgetragen über d und k (CII)	42
3.11	Abhängigkeit des Effektivwerts von k und d (CII)	45
3.12	Vierphasiger Zweiquadrantensteller mit gekoppelter Induktivität (CIVA)	46
3.13	(a): Wicklungsorientierung: [+ + −−] (CIVA); (b): Wicklungsorientierung: [+ − +−] (CIVB)	46
3.14	Stromrippel CIV ($d \leq 0,25$), hier dargestellt: $d = 0,125$	49
3.15	Stromrippel CIV ($0,25 < d \leq 0,5$), hier dargestellt: $d = 0,375$	51
3.16	Stromrippel CIV ($0,5 < d \leq 0,75$), hier dargestellt: $d = 0,625$	54
3.17	Stromrippel CIV ($d > 0,75$), hier dargestellt: $d = 0,875$	56
3.18	(a): Verhältnis Phasen-Stromrippel zu maximaler Summen-Stromrippel; (b): Verhältnis Summen-Stromrippel zu maximaler Summen-Stromrippel; aufgetragen über d und k (CIV)	60
3.19	Verschiebung δ bei Spitzenwertberechnung der Phasenströme	61
3.20	(a): Verschiebungen des Spitzenwerts δ_{i_1} und δ_{i_3} ; (b): Verschiebungen des Spitzenwerts δ_{i_2} und δ_{i_4} ; jeweils aufgetragen über d und k ; normiert auf $U_h/L_k/f_s$ (CIV)	62
3.21	Spitzenwert \hat{i}_x (mittelwertbereinigt und normiert auf $U_h/L_k/f_s$; CIV)	63
3.22	Effektivwert $I_{x,\sim}$ (normiert auf $U_h/L_k/f_s$; CIV)	65
3.23	Spannungsrippel an C_h für $d \leq 0,5$ (CII)	67
3.24	Spannungsrippel an C_h für $d > 0,5$ (CII)	68
3.25	Spannungsrippel an C_ℓ (Cn)	70
4.1	Ringbandkern-Konfiguration mit zwei Streukernen und einem Koppelkern	74
4.2	(a): Längendefinition innere Streukerne; (b): Längendefinition Koppelkern CTWCII	75
4.3	Ringbandkern-Konfiguration mit vier Streukernen und einem Koppelkern	77
4.4	Längendefinition Koppelkern CTWCIV	78
4.5	Reluktanzmodell CTWCII	79

4.6	Differenz der Phasenströme im Koppelkern $i_k(t)$ (stellvertretend für Koppelfluss $\Phi_k(t)$; CTWCII)	80
4.7	Verhältnis Δi_k zu Summen-Stromrippel $\Delta i_{\ell, \max}$ (CTWCII)	81
4.8	Reluktanzmodell Ringbandkern-Geometrie mit vier inneren Streukernen und einem Koppelringbandkern (CTWCIV)	82
4.9	Differenz der Phasenströme im Koppelkern $i_k(t)$ (um δ_{ix} verschoben, stellvertretend für Koppelfluss $\Phi_k(t)$; CTWCIV)	84
4.10	Verhältnis Δi_k zu Summen-Stromrippel $\Delta i_{\ell, \max}$ (CTWCIV)	85
4.11	Verhältnis Γ_V bei $\Gamma_\mu = 1$ (aufgetragen über Γ_l und k ; CTWCII); (a): beide Kerne arbeiten sättigungsbegrenzt; (b): der äußere Kern arbeitet thermisch begrenzt	95
4.12	Verhältnis Γ_μ bei unterschiedlichen Kopplungsfaktoren k (aufgetragen über $\Gamma_l = l_{Fe,k}/l_{Fe,\sigma}$ und $\Gamma_A = A_{Fe,k}/A_{Fe,\sigma}$; CTWCII)	96
4.13	Volumenverhältnis Γ_V in Abhängigkeit von Γ_l , Γ_B , Γ_A , Γ_I und k (CTWCII); (a),(b): beide Kerne arbeiten sättigungsbegrenzt; (c),(d): äußerer Kern arbeitet thermisch begrenzt	97
4.14	Verhältnis Γ_V bei $\Gamma_\mu = 1$ (aufgetragen über Γ_l und k ; CTWCIV); (a): beide Kerne arbeiten sättigungsbegrenzt, (b): äußerer Kern arbeitet thermisch begrenzt	99
4.15	Volumenverhältnis in Abhängigkeit von Γ_l , Γ_B , Γ_A , Γ_I und k (CTWCIV); (a),(b): beide Kerne arbeiten sättigungsbegrenzt; (c),(d): äußerer Kern arbeitet thermisch begrenzt	101
5.1	Erweitertes Ersatzschaltbild CII	103
5.2	Erweitertes Ersatzschaltbild CII für Stromregelung i_ℓ (Störgröße u_ℓ)	106
5.3	Verhalten der Ausgangsgrößen $y(t)$ bei gleichzeitigem Einheitssprung beider Stellgrößen $u(t)$ (a): $R_{L,1} = 5 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 6 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 20 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$; (b): $R_{L,1} = 5 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 5 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 20 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$	109
5.4	Verhalten der Ausgangsgrößen $y(t)$ bei Einheitssprung der Störgröße $z(t)$ (a): $R_{L,1} = 5 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 6 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 20 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$; (b): $R_{L,1} = 5 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 5 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 20 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$	109
5.5	Übertragungsverhalten für ein System mit Stromregelung: $R_{L,1} = 5 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 6 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 20 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$	110
5.6	Integrale Ausgangsrückführung (PI-Mehrgrößenregler) nach [91]	111
5.7	Ausgangsverhalten für Eingangssprung $w(t) = 1$ bei $t = 1 \text{ ms}$ und Sprung der Störgröße $u_\ell = 5 \text{ V}$ zur Zeit $t = 50 \text{ ms}$, Systemparameter: $R_{L,1} = 5 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 6 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 20 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 22 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $K_x = 50$, $K_e = -30000$	113

5.8	Erweitertes Ersatzschaltbild CII für Spannungsregelung u_ℓ (Störgröße \bar{i}_ℓ)	113
5.9	Verhalten der Ausgangsgrößen $y(t)$ bei gleichzeitigem Einheits sprung beider Stellgrößen $u(t)$ (a): $R_{L,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 25 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 200 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 210 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $C_\ell = 2 \text{ mF}$; (b): $R_{L,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 20 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 200 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 210 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $C_\ell = 2 \text{ mF}$	116
5.10	Verhalten der Ausgangsgrößen $y(t)$ bei Einheitsprung der Störgröße $z(t)$ (a): $R_{L,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 25 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 200 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 210 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $C_\ell = 2 \text{ mF}$; (b): $R_{L,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 20 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 200 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 210 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $C_\ell = 2 \text{ mF}$	117
5.11	Übertragungsverhalten für ein System mit Spannungsregelung: $R_{L,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 25 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 200 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 210 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $C_\ell = 2 \text{ mF}$	118
5.12	Ausgangsverhalten für Eingangssprung $w(t) = 1$ bei $t = 1 \text{ ms}$ und Sprung der Störgröße $\bar{i}_\ell = 5 \text{ A}$ zur Zeit $t = 15 \text{ ms}$, Systemparameter: $R_{L,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{L,2} = 25 \text{ m}\Omega$, $L_{k,1} = 200 \text{ }\mu\text{H}$, $L_{k,2} = 210 \text{ }\mu\text{H}$, $k = 0,6$, $C_\ell = 2 \text{ mF}$, $\mathbf{K}_x = \begin{bmatrix} 6 & 55 \end{bmatrix}$, $K_e = -30000$	119
6.1	Wickelmaschine	122
6.2	(a): flexibler Wickelgut-Aufnehmer; (b): Press-Technik für freie Banddurchführung; (c): Filzbremse; (d): geschlitzter Aluminium-Zylinder zur Bandaufnahme; (e): Metallschraube mit Passmuttern; (f): verschieden große Zylinder für verschiedene Innenradien	123
6.3	Rollen-Aufnehmer	124
6.4	(a): Kern nach Wicklungsdurchlauf; (b): Durchtrennen des Bandes und Verklebung; (c): Messung des Außendurchmessers; (d): Entfernen des Aluminium-Zylinders; (e): Messung der Kernbreite; (f): fertiger Kern mit Klebestreifen	125
6.5	(a): Füllfaktor η_{Fe} pro vermessener Rolle; (b): Bandbreite b_{Band} aufgetragen über Permeabilität μ_r	126
6.6	Banddicke d_{Band} aufgetragen über Permeabilität μ_r (die durchgezogene Linie verbindet jeweils die Durchschnittswerte für die jeweilige Permeabilität)	126
6.7	Verhältnis der Querschnittsflächen (Füllfaktor η_{Fe}) mit maximaler und minimaler Abweichung	127
6.8	Verlustprüfstand Schema	128
6.9	Verlustprüfstand Aufbau	129
6.10	Spannungserzeugung am Testkern (a): Flussform im Streukern Φ_σ ; (b): Flussform im Koppelkern Φ_k	130
6.11	Erzeugung der Primärspannung u_{pri}	131

6.12	DC-Filterkondensator (a): Parallelschaltung Keramik-Kondensatoren; (b): Vermessung des DC-Filters am Impedanzanalysator	131
6.13	Messwiderstand	132
6.14	(a): Differentialastkopf Teledyne LeCroy™ „DL10-HCM“; (b): Anschluss eines Testkerns	133
6.15	(a): Messung desselben Signals mit beiden Tastköpfen (bei 500 kHz); zeitliche Verschiebung der Tastköpfe (Kreuzkorrelation R_{xy}) bei (b): 25 kHz; (c): 100 kHz; (d): 500 kHz	134
6.16	Testkerne	139
6.17	Darstellung der Streufluss-Signalform für zwei Perioden bei $B_p \approx 0,55$, $d = 0,45$, $f_s = 300$ kHz und $k = 0,4$; (a): Primärstrom $i_{pri}(t)$ und magnetische Feldstärke $H(t)$; (b): Sekundärspannung $u_{sek}(t)$ und magnetische Flussdichte $B(t)$	140
6.18	$\mu_r(t)$ und Hysteresekurve für $B_p \approx 0,55$, $d = 0,45$, $f_s = 300$ kHz und $k = 0,4$	141
6.19	Verluste für Streufluss-Signal; verschiedene Tastgrade; $k = 0,4$; aufgetragen über Flussdichte B_p und Frequenz f_s ; $\mu_r = 1500$	142
6.20	Verluste für Koppelfluss-Signal; verschiedene Tastgrade; aufgetragen über Flussdichte B_p und Frequenz f_s ; $\mu_r = 1500$	142
6.21	Tastgradvergleich; aufgetragen über Flussdichte B_p ; $\mu_r = 1500$	143
6.22	Änderung der Signalform mit steigendem Tastgrad d	143
6.23	Abhängigkeit der Streufluss-Verluste vom Kopplungsfaktor; $f_s = 100$ kHz aufgetragen über Flussdichte B_p	144
6.24	Änderung der Streukern-Signalform mit steigendem Kopplungsfaktor	144
7.1	Pareto-Optimierung (Schema)	154
7.2	Eingabemaske Auslegungstool	159
7.3	Ergebnisgrafik Auslegungstool Pareto-Optimierung	159
7.4	(a): 40 kW SiC-Konverter; (b): Aufbauschema	161
7.5	Messung der Phasenströme mit $\Delta\Sigma$ -A/D-Wandlern	162
7.6	Abtastung abhängig vom Trägersignal des PWM-Modulators	163
7.7	Ergebnis der Pareto-Optimierung (CII); (a): $\mu_r = 160, 900, 1500, 1900$ (im Labor zum Zeitpunkt der Auslegung vorhanden); (b): $\mu_r = 160 \dots 2000$ (optimiertes μ_r)	164
7.8	Aufbau des CII für den 40 kW Konverter (a): Eine Kerlage; (b): Gesamtaufbau mit Kupferwicklung und Maßen	165
7.9	FEM-Darstellung CII ($\mu_{r,\sigma} = 160$, $\mu_{r,k} = 900$), Vergleich zwischen (a): kein Abstand zwischen den Kernen; (b): Abstand zwischen den Kernen	166
7.10	Kondensator C_ℓ	167

7.11	Betriebspunkt $d = 0,5$ für maximalen Flussdichterippel im Koppelkern; (a): Stromformen; (b): Erwärmung des CII nach 15 min	168
7.12	CII Belastungstest bei (a): Test bei großer Leistung $P = 36 \text{ kW}$; (b): Test bei leichtem Überstrom $\bar{i}_\ell = 110 \text{ A}$	169
7.13	CII Sättigungstest (a): Kernsättigung für $i_k > 0$; (b): Kernsättigung für $i_k < 0$	169
7.14	Effizienzmessung des Gesamtsystems bei Änderung des Tastgrades für $\bar{i}_\ell = 100 \text{ A}$ und $u_h = 400 \text{ V}$	170
7.15	Leistungsplatine (a): 3D Entwurf von oben; (b): 3D Entwurf von unten; (c): 2D Leiterplattendesign; (d): Gesamtaufbau mit Folienkondensatoren und Kupfer-Verbindungselementen	172
7.16	Ergebnis der Pareto-Optimierung (CIV)	173
7.17	Aufbau vierphasiger Induktor; (a): Kupfer Anschluss-Rahmen; (b): gewickelter Kern; (c): Induktor Gesamtaufbau	174
7.18	Vermessung des Induktors am Impedanzanalysator (CIV)	175
7.19	FEM-Darstellung CIV ($\mu_{r,\sigma} = 160$, $\mu_{r,k} = 1500$), Vergleich zwischen (a): kein Abstand zwischen den Kernen; (b): Abstand zwischen den Kernen	176
7.20	Gesamtaufbau GaN-Konverter 2 kW	176
7.21	Betrieb des vierphasigen CI bei (a): gleichen Strom-Mittelwerten, $d = 0,25$, $P_1 \approx 1 \text{ kW}$; (b): gleichen Strom-Spitzenwerten, $d = 0,17$, $P_1 \approx 2 \text{ kW}$	177
7.22	Wärmebild bei $d = 0,25$	178
A.1	Stromrippel CIVB (Phasenkonfiguration: [+ - + -])	193

Tabellenverzeichnis

2.1	Weichmagnetische Materialien (nach [71])	21
3.1	Zusammenfassung Spannungsrippel	70
6.1	Testkerne	138
7.1	Füllfaktoren Wicklungsfenster	157
7.2	Auslegungsvarianten 40 kW CII	165
7.3	Vermessung des CII bei 90 kHz	166
7.4	Leistungsdichten zweiphasiger SiC-Konverter	168
7.5	Auslegungsvarianten 2 kW CIV	173
A.1	Schaltzustände und deren Bezeichnung im Stromrippel-Notationsschema für Wicklungsorientierung [+ – –]	187

Abkürzungen

A/D	<u>A</u> nalog/ <u>D</u> igital
AC	<u>A</u> lternating <u>C</u> urrent
BMG	<u>B</u> ulk <u>M</u> etallic <u>G</u> lass
CCM	<u>C</u> ontinuous <u>C</u> onduction <u>M</u> ode
CI	<u>C</u> oupled <u>I</u> nductor
CII	<u>C</u> oupled inductor <u>2</u> -phase
CIV	<u>C</u> oupled inductor <u>4</u> -phase
CM	<u>C</u> ommon <u>M</u> ode
C_n	<u>C</u> oupled inductor <u>n</u> -phase
CTWCII	Ringbandkern-Geometrie mit zwei inneren Streukernen und einem Koppelringbandkern
CTWCIV	Ringbandkern-Geometrie mit vier inneren Streukernen und einem Koppelringbandkern
DC	<u>D</u> irect <u>C</u> urrent
DCM	<u>D</u> iscontinuous <u>C</u> onduction <u>M</u> ode
DM	<u>D</u> ifferential <u>M</u> ode
ESR	<u>E</u> quivalent <u>S</u> eries <u>R</u> esistance
FEM	<u>F</u> inite <u>E</u> lemente <u>M</u> ethode
FPGA	<u>F</u> ield <u>P</u> rogrammable <u>G</u> ate <u>A</u> rray
GaN	<u>G</u> allium <u>n</u> itrid
GPIO	<u>G</u> eneral <u>P</u> urpose <u>I</u> nput/ <u>O</u> utput
GSE	<u>G</u> eneralized <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
HGÜ	Hochspannungs- Gleichstrom Übertragung
i2GSE	improved-improved <u>G</u> eneralized <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
IC	<u>I</u> ntegrated <u>C</u> ircuit
iGSE	improved <u>G</u> eneralized <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
IM	<u>I</u> ntegrated <u>M</u> agnetics
ISE	<u>I</u> mproved <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
LE	<u>L</u> ogikelemente
MPP	<u>M</u> oly <u>P</u> ermalloy <u>P</u> owder
MSE	<u>M</u> odified <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
NSE	<u>N</u> atural <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation

PI	<u>P</u> roportional <u>I</u> ntegral
RESE	<u>R</u> ectangular <u>E</u> xtension of <u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
SE	<u>S</u> teinmetz <u>E</u> quation
SI	<u>S</u> ingle <u>I</u> nductor
SiC	<u>S</u> ilizium <u>C</u> arbid
SII	<u>S</u> ingle inductor <u>2</u> -phase
SIV	<u>S</u> ingle inductor <u>4</u> -phase
S_n	<u>S</u> ingle inductor <u>n</u> -phase
SoC	<u>S</u> ystem- <u>o</u> n-a- <u>C</u> hip
USB	<u>U</u> niversal <u>S</u> erial <u>B</u> us
USV	<u>u</u> nterbrechungsfreie <u>S</u> trom <u>v</u> ersorgung
VHDL	<u>V</u> ery High Speed Integrated Circuit <u>H</u> ardware <u>D</u> escription <u>L</u> anguage
ZRM	<u>Z</u> ustandsraum <u>m</u> odell

Symbole

Lateinische Formelzeichen

A	geometrische Querschnittsfläche	$[\text{m}^2]$
A_{Cu}	Wickelfenster Kern	$[\text{m}^2]$
A_{Draht}	Querschnitt Draht	$[\text{m}^2]$
A_{Fe}	Effektive magnetisch wirksame Querschnittsfläche	$[\text{m}^2]$
A_{L}	magnetischer Leitwert (Permeanz)	$[\text{H}] = [\text{V s A}^{-1}]$
\mathbf{A}	Systemmatrix	–
B	magnetische Flussdichte	$[\text{T}] = [\text{V s m}^{-2}]$
\mathbf{B}	Eingangsmatrix bzw. Steuermatrix	–
b_{Band}	Breite magnetisches Band	$[\text{m}]$
C	Glättungskapazität	$[\text{F}] = [\text{A s V}^{-1}]$
\mathbf{C}	Ausgangsmatrix bzw. Beobachtungsmatrix	–
C_{oss}	Ausgangskapazität (MOSFET)	$[\text{F}] = [\text{A s V}^{-1}]$
\mathbf{D}	Durchgangsmatrix	–
d	Tastgrad	–
d_{Band}	mittlere Dicke magnetisches Band	$[\text{m}]$
$d_{\text{Band,Fe}}$	effektive Dicke magnetisches Band	$[\text{m}]$
d_{Iso}	Isolationsabstand	$[\text{m}]$
d_{k}	Dicke Koppelkern	$[\text{m}]$
d_{σ}	Dicke innere Streukerne	$[\text{m}]$
\mathbf{E}	Störmatrix	–
\mathbf{e}	Vektor der Regelabweichung	–
f_{s}	Schaltfrequenz	$[\text{Hz}] = [\text{s}^{-1}]$
\mathbf{G}_{u}	Übertragungsmatrix Führungsverhalten	–
\mathbf{G}_{z}	Übertragungsmatrix Störverhalten	–
H	magnetische Feldstärke	$[\text{A m}^{-1}]$
H_{c}	Koerzitivfeldstärke	$[\text{A m}^{-1}]$
H_{cB}	Koerzitivfeldstärke der magnetischen Flussdichte	$[\text{A m}^{-1}]$
H_{cJ}	Koerzitivfeldstärke der magnetischen Polarisation	$[\text{A m}^{-1}]$
H_{Fe}	arithmetisches Mittel der magnetischen Feldstärke im Kern	$[\text{A m}^{-1}]$
h	Höhe Kern	$[\text{m}]$

I	Effektivwert Stromstärke	[A]
i	elektrische Stromstärke	[A]
i_k	Stromstärke-Äquivalent Koppelfluss	[A]
i_ℓ	Stromstärke Niederspannungsseite	[A]
i_{pri}	Stromstärke auf der Primärseite	[A]
i_x	Stromstärke Phasenstrom ($x = 1, 2, 3, 4, \dots, N_{\text{ph}}$)	[A]
J_s	Sättigungspolarisation	[T] = [V s m ⁻²]
k	Kopplungsfaktor	–
L	Eigeninduktivität pro Phase	[H] = [V s A ⁻¹]
L_{CM}	Gleichtakt-Induktivität	[H] = [V s A ⁻¹]
L_{DM}	Gegentakt-Induktivität	[H] = [V s A ⁻¹]
L_k	Wirksame Streuinduktivität des CI ($L_k \hat{=} L_s$)	[H] = [V s A ⁻¹]
L_p	Parallel-Induktivität im L-Ersatzschaltbild	[H] = [V s A ⁻¹]
L_{R_m}	Induktivität des Magnetpfads	[H] = [V s A ⁻¹]
L_s	Serien-Induktivität im L-Ersatzschaltbild	[H] = [V s A ⁻¹]
l	mittlere geometrische Weglänge (neutrale Faser)	[m]
l_{Fe}	effektive magnetisch wirksame Weglänge	[m]
l_x	Mittelpunkt-Abstand der inneren Streukerne	[m]
M	Gegeninduktivität	[H] = [V s A ⁻¹]
m_{Fe}	Masse Kern	[kg]
N_{Cu}	Anzahl Windungen Kupfer	–
N_{Fe}	Anzahl Lagen Kern	–
N_k	Anzahl Messwerte	–
N_{ph}	Anzahl Konverter Phasen	–
N_{pri}	Windungszahl Primärseite	–
N_{sek}	Windungszahl Sekundärseite	–
n_{mess}	Anzahl der aufzuzeichnenden Perioden	–
P_v	Verlustleistung	[W] = [V A]
$p_{\text{Fe},m}$	Verlustleistungsdichte (massebezogen)	[W kg ⁻¹] = [V A kg ⁻¹]
$p_{\text{Fe},V}$	Verlustleistungsdichte (volumenbezogen)	[W m ⁻³] = [V A m ⁻³]
\mathbf{Q}_B	Beobachtbarkeitsmatrix	–
\mathbf{Q}_S	Steuerbarkeitsmatrix	–
$R_{\text{DS(on)}}$	Durchlasswiderstand (MOSFET)	[Ω] = [V A ⁻¹]
R_{Last}	Lastwiderstand	[Ω] = [V A ⁻¹]
R_m	magnetischer Widerstand (Reluktanz)	[H ⁻¹] = [A V ⁻¹ s ⁻¹]
R_{mess}	Messwiderstand	[Ω] = [V A ⁻¹]
$R_{m,h}$	magnetischer Widerstand Hauptfluss	[H ⁻¹] = [A V ⁻¹ s ⁻¹]
r_a	Außenradius	[m]
r_{Fe}	Radius effektive magnetische Weglänge	[m]
r_i	Innenradius	[m]
S	Stromdichte	[A m ⁻²]

T_a	Abtastzeit	[s]
T_C	CURIE-Temperatur	[K]
T_H	High-Side Schalter Zweiquadrantensteller	–
T_L	Low-Side Schalter Zweiquadrantensteller	–
T_s	Dauer einer Schaltperiode	[s]
t	Zeit	[s]
t_{mess}	Auf dem Oszilloskop dargestellte Messdauer	[s]
t_{rise}	Anstiegszeit 10 % . . . 90 %	[s]
t_{Test}	Dauer der Signalanregung	[s]
t_{Trig}	Zeitpunkt des Triggersignals	[s]
\mathbf{u}	Vektor der Stellgrößen	–
u	elektrische Spannung	[V]
u_{ind}	induzierte Spannung	[V]
$u_{k,x}$	Spannung der eingekoppelten Ersatzspannungsquelle	[V]
u_L	Spannung Eigeninduktivität	[V]
$u_{L_{k,x}}$	Spannung wirksame Streuinduktivität	[V]
u_m	magnetische Spannung	[A]
u_{ph}	Geschaltete Phasenspannung	[V]
$u_{\text{ph,diff}}$	Differenz der geschalteten Spannungen	[V]
u_{pri}	Spannung Primärseite	[V]
$u_{R_{\text{mess}}}$	Spannung über Messwiderstand	[V]
u_{schalt}	geschaltete Spannung Verlustprüfstand	[V]
u_{sek}	Spannung Sekundärseite	[V]
V	Volumen	[m ³]
V_{Fe}	magnetisch wirksames Volumen	[m ³]
V_{FF}	füllfaktorbereinigtes Volumen	[m ³]
V_{\square}	Quader-Volumen	[m ³]
\mathbf{w}	Vektor der Führungsgrößen	–
w_i	Massenanteil (chemisch)	–
\mathbf{x}	Zustandsvektor	–
\mathbf{y}	Vektor der Ausgangsgrößen	–
\mathbf{z}	Vektor der Störgrößen	–

Griechische Formelzeichen

Γ_A	Verhältnis effektive magnetische Querschnittsfläche	–
Γ_B	Verhältnis maximaler Spitzenwert magnetische Flussdichte	–
Γ_I	Verhältnis Summen-Stromrippel zu Summenstrom	–
Γ_l	Verhältnis effektive magnetische Weglänge	–
Γ_V	Verhältnis magnetische wirksames Volumen	–
$\Gamma_{\Delta i_t}$	Verhältnis Summen-Stromrippel zu maximaler Summen-Stromrippel	–

$\Gamma_{\Delta i_x}$	Verhältnis Phasen-Stromrippel zu maximaler Summen-Stromrippel	–
Γ_{μ}	Verhältnis relative Permeabilität	–
Δi	Rippelstrom	[A]
Δu	Schwingungsbreite Spannung (Spannungsrippel)	[V]
$\Delta \phi$	Phasenversatz der Halbbrücken	[°]
δ_i	Verschiebung Spitzenwert Stromstärke	[A]
η_{Cu}	Füllfaktor Kupferwicklung	–
η_{Fe}	Füllfaktor Kern	–
μ_{dif}	Differentielle Permeabilität	–
μ_i	Anfangspermeabilität	–
μ_r	relative Permeabilität	–
Φ	magnetischer Fluss	[Wb] = [V s]
Φ_h	Hauptfluss	[Wb] = [V s]
Ψ	Flussverkettung	[Wb] = [V s]
ρ_{Fe}	Massendichte Kern	[kg m ⁻³]
$\rho_{P,V}$	Leistungsdichte (volumetrisch)	[W m ⁻³] = [V A m ⁻³]
σ	Streu­faktor	–
τ_{LR}	Zeitkonstante Induktivität	[s]

Zusätzliche Indizes

–	Gleichanteil
ℓ	Niederspannungsseite
σ	gilt für den Streukern
E	berichteter Messwert
F	absoluter Fehler
h	Hochspannungsseite
k	gilt für den Koppelkern
max	maximaler Wert
M	Messwert
pp	Spitze-Tal-Wert
p	Spitzenwert
r	Laufvariable gegensinnige Phase
s	Laufvariable gleichsinnige Phase
x	Laufvariable Phasenzahl ($x = 1, 2, 3, 4, \dots, N_{ph}$)
~	Wechselanteil

Über- und Hochzeichen

–	Mittelwert
∨	Talwert
∧	Spitzenwert