



TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN



Lehrstuhl für Technische Physik E23
Walther-Meißner-Institut für Tieftemperaturforschung der Bayerischen Akademie der
Wissenschaften

Effizientes Design von Planar-Transformatoren

Dipl.-Phys. Univ. Thomas F. Goßner

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Physik
der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktors der Naturwissenschaften
genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. J. Leo van Hemmen

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr. Rudolf Gross
2. Univ.-Prof. Dr. Dirk Grundler

Die Dissertation wurde am 10.11.2009 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Physik am 08.02.2010 angenommen.

Abstract

This doctoral thesis deals with the development of an analytical model for the design of monolithic thick film transformers for power transmission based on new LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) technology.

Besides the discussion of common aspects such as low production costs, robustness, thermal stability and high efficiency, a monolithic transformer has been successfully designed and implemented. In this context monolithic means that the ferrite core is produced in the same step using thick film technology. The transformer therefore is much cheaper and more compact than comparable with a higher power density at the same time.

In this thesis a layout-based analytical solution is presented that allows the calculation of a virtual equivalent circuit and then insertion loss as well as power data. The simulation results are validated by measurement data from experiments on prototype transformers. As a key result, a new gap transformer has been developed transmitting 101W for an effective input voltage of only 20V at 50Ω load and an efficiency of 95.3%, a small volume of only 0.3cm³ and a frequency of 2.5MHz. This transformer performance exceeds the expected specifications.

With the model developed in this thesis, parameters can be varied easily and component designs can be optimized. Some further aspects of designing planar transformers are discussed to give a complete overview.

Zusammenfassung

Diese Doktorarbeit behandelt die Herleitung eines analytischen Modells für das Design monolithischer Dickschicht-Transformatoren mit neuer Niedertemperatur-Einbrand-Keramik-(Low Temperature Cofired Ceramics LTCC)-Technologie für die Leistungsübertragung.

Neben der Diskussion genereller Aspekte wie günstiger Herstellung, Robustheit, Temperaturbeständigkeit und hoher Effizienz wurde ein monolithischer Transformator entworfen und hergestellt. Monolithisch bedeutet in diesem Zusammenhang, dass der Ferrit-Kern im selben Durchgang ebenfalls mit Dickschicht-Technologie hergestellt wird. Der Transformator ist daher noch um einiges kostengünstiger und kompakter als vergleichbare Varianten bei gleichzeitig höherer Leistungsdichte.

In dieser Arbeit wird eine analytische layout-bezogene Lösung gezeigt, die eine virtuelle Ersatzschaltung und damit sowohl die Einfügedämpfung als auch die Leistungsdaten berechnen kann. Die Simulationsergebnisse werden mit Messdaten aus Experimenten an Prototypen validiert. Als Schlüsselergebnis wurde ein neuer Platten-Transformator entwickelt der 101W bei effektiver Eingangsspannung von nur 20V an 50Ω Last mit einem Wirkungsgrad von 95.3% und einer Baugröße von nur 0.3cm³ bei einer Betriebsfrequenz von 2.5MHz übertragen kann. Diese Messwerte übertreffen die geforderten Spezifikationen.

Mit dem entwickelten Model lassen sich Parameter einfach variieren und Designs von Bauelementen optimieren. Darüber hinaus werden einige weitere Aspekte des Designs von Planar-Transformatoren erörtert um einen kompletten Überblick zu geben.

Inhaltsverzeichnis

Abstract / Zusammenfassung	i
1 Einführung	1
2 Grundlagen	5
2.1 Maxwell-Gleichungen	5
2.2 Materialgleichungen der Elektrodynamik	6
2.3 Entmagnetisierungseffekte	8
3 Stand der Technik	10
3.1 Material- und Designkonzepte	10
3.1.1 Material-Entwicklung	11
3.1.2 Design-Entwicklung	12
3.2 Modellierungsansätze	13
3.2.1 Allgemeine Einführung	13
3.2.2 Aktuelle Berechnungen	15
4 Transformator-Entwicklung	17
4.1 Vorüberlegungen	17
4.1.1 LTCC-Ferrite	17
4.1.2 LTCC-Induktivitäten	21
4.1.3 LTCC-Transformatoren	26
4.2 Modell	32
4.2.1 Schaltungsparameter	34
4.2.2 Einfügedämpfung	36
4.2.3 Leistungsdaten	38
4.3 Entwürfe	42
4.3.1 E-I-Kern-Transformator	44
4.3.2 Ferritloser Transformator	44
4.3.3 Eingebetteter Transformator	45
4.3.4 Platten-Transformator	47
4.4 Leistungsbetrachtung	49
4.4.1 Idealer Transformator	50
4.4.2 Realer Transformator	51
4.4.3 Induktive Last-Anteile	56
5 Diskussion	59
5.1 Transformator-Parameter	59
5.2 Transformator-Prognosen	61
5.2.1 Optimierter Transformator	61
5.2.2 20W-Transformator	62
5.2.3 Material-Variation	63

5.3 Co-Sinterung	64
5.4 Gemeinsame Integration	66
5.5 Entwärmung	68
Anhang	69
A Demonstrator	69
B Energie-Rückgewinnung	71
Danksagung	73
Literaturverzeichnis	74

1 Einführung

In den vergangenen Jahrzehnten ist der Bedarf an mobilen elektronischen Geräten stark angewachsen. Die Einsatzbereiche reichen dabei von so unterschiedlichen Gebieten wie der Informations- und Kommunikationstechnologie bis hin zur Raumfahrt. Der mobile Einsatz erfordert eine starke Miniaturisierung und eine Reduktion des Energieverbrauchs. Während bei aktiven elektronischen Bauelementen die Miniaturisierung durch den Einsatz von hochintegrierten Schaltkreisen weit fortgeschritten ist, trifft dies für einige passive Bauelemente, wie z.B. Spulen, nicht zu [1]-[3]. Bei den Transformatoren, als Bauelemente von denen ein hoher Wirkungsgrad und eine hohe Leistungsdichte gefordert wird, ist die Situation sogar noch schlimmer [4]-[6]. Für die weitere Verkleinerung und Steigerung der Energieeffizienz von mobilen Elektronikgeräten ist die Optimierung solcher passiver Bauelemente von größtem Interesse.

Ein anschauliches Beispiel für die Bedeutung der Verbesserung passiver Elektronikbauteile ist die Beleuchtungstechnik. Eine deutliche Verbesserung der Energieeffizienz erfordert hier zunächst den Übergang von den althergebrachten Glühlampen zu Energiesparlampen. Bei diesem aktuellen Übergang kann mit ca. 10TWh pro Jahr Energieeinsparung bereits etwa ein Atomkraftwerk eingespart werden. Bei LEDs (Light Emitting Diodes) sind es sogar bereits fast eineinhalb. Der CO₂-Ausstoss kann dabei ebenfalls um 6000 bzw. fast 9000 Tonnen erniedrigt werden. Auch die Optimierung der elektronischen Vorschaltgeräte (EVG) ist ein wichtiger Punkt. Mit einer Steigerung des Wirkungsgrades um 1% ließe sich ein weiteres Atomkraftwerk sparen und der CO₂-Ausstoss noch einmal um die zugehörige Menge verringern [7].

So wurde dafür im Rahmen dieser Arbeit z.B. ein Transformator gefordert der 100W Leistung mit einem Wirkungsgrad von 95% bei einer erhöhten Arbeitsfrequenz von 2.5MHz übertragen kann. Gleichzeitig sollte dieser bei möglichst geringer Baugröße, um ihn z.B. direkt im Lampensockel unterzubringen, noch die Bestückung mit oberflächenmontierbaren automatengerechten Bauelementen (SMD: Surface Mount Devices) zulassen.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt daher in der Optimierung der Baugröße und Energieeffizienz von Transformatoren. Die für den Optimierungsprozess zur Verfügung stehenden Parameter sind dabei

1. die Arbeitsfrequenz,
2. die verwendeten Materialien und
3. die Bauform des Transformators.

Dabei müssen beim Optimierungsprozess als Randbedingungen immer die Herstellungskosten, die natürlich möglichst gering sein müssen, und die Baugröße, die möglichst klein sein soll, berücksichtigt werden.

Die Erhöhung der Betriebsfrequenz von Transformatoren ist insbesondere hinsichtlich der Reduktion der Baugröße entscheidend. Es konnte gezeigt werden, dass eine Erhöhung der Betriebsfrequenz bei ungefähr gleicher übertragener Leistung und gleichem Wirkungsgrad eine deutliche Verringerung der Baugröße von 35cm³ über 4cm³ [8] auf 0.3cm³ (siehe Abbildung 1) erlaubt. Dies liegt darin begründet, dass der benötigte Induktivitätswert mit steigender Frequenz fällt (siehe Kapitel 4.3).

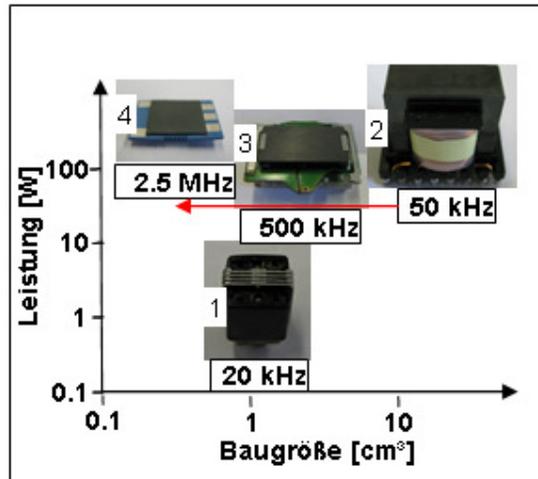


Abbildung 1: Vergleich von Transformatoren zur Veranschaulichung der Reduktion der Baugröße durch Erhöhung der Betriebsfrequenz

Vom gewickelten herkömmlichen Transformator (1) mit externem Kern (2) über den Stand der Technik mit organischem Schaltungsträger (3) zum neuartigen LTCC-Transformator (4)

Hinsichtlich der verwendeten Materialien erlaubt der innovative Einsatz von Ferrit neue Ansätze (siehe hierzu Kapitel 4). Es wird in dieser Arbeit z.B. gezeigt, wie durch den Einsatz von Ferriten eine genügend große Induktivität für die angestrebte Betriebsfrequenz von 2,5 MHz in einer optimierten, flachen Bauform erzielt werden kann. So konnte eine übertragene Leistung von 101 W bei einem Wirkungsgrad von 95,3% und einer Baugröße von nur 0,3 cm³ bei einer effektiven Eingangsspannung von nur 20 V an 50 Ω Last demonstriert werden. Diese Werte übertreffen die zu Beginn der Arbeit ins Auge gefassten Zielvorgaben.

Bezüglich der Materialtechnologie bieten sich für den Einsatz in Transformatoren vor allem Nieder-Temperatur-Einbrand-Keramiken (LTCC: Low Temperature Cofired Ceramics) an. Ihre Technologie ist in der Einfachheit ihrer Teilprozesse kostensparender als die Dünnschichttechnologie und wird im Automobil- und Flugzeugbau bereits erfolgreich und weitflächig auf Grund ihrer Robustheit und geringen Anfälligkeit für äußere Einflüsse eingesetzt. Auch in der Mikrowellentechnologie und bei drahtlosen Anwendungen werden ihr großes Potential zur Miniaturisierung und ihre guten Verlustbilanzen ausgenutzt. Dies ist vor allem deshalb möglich, da die Größe distributiver Schaltungselemente mit steigender Dielektrizitätszahl des umgebenden Materials fällt und sich diese bei Keramiken über den Herstellungsprozess gut einstellen lässt. Sie weist auch beträchtliche Vorteile gegenüber dem Standard der organischen Boards auf, wie z.B. günstige Hochfrequenzeigenschaften, relativ gute Wärmeleitfähigkeit und höhere Temperaturbeständigkeit. Dadurch werden insbesondere mit den notwendigen Ferriten kompatible Prozesse möglich [9], die neue Wege im Design eröffnen (siehe Kapitel 4).

Diese Arbeit wurde daher auch zum Teil im Rahmen eines Projekts des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF), Fördernummer 03X4503B für die Entwicklung neuartiger LTCC-Ferrit-Strukturen gefördert [10]-[11].

Im Allgemeinen werden beim LTCC-Prozess [12] (siehe Abbildung 2) Löcher in die dielektrische Grünfolie gestanzt, die später für die vertikale Verbindung mit Silber-Paste gefüllt werden, die auch für das Bedrucken der Flächen verwendet wird. Die Folien werden

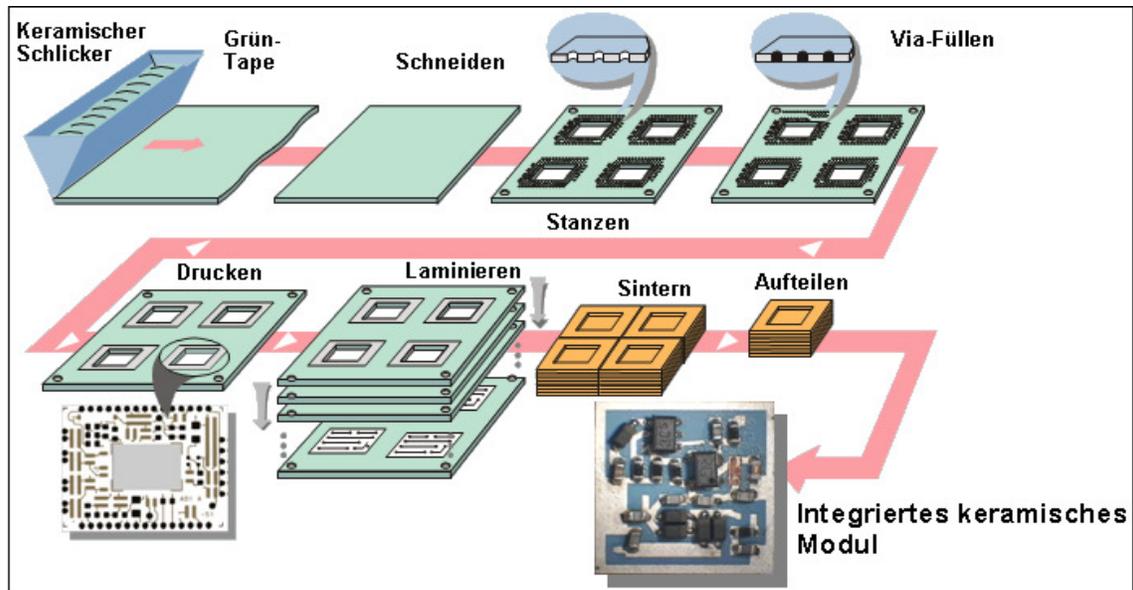


Abbildung 2: LTCC-Prozess [12]

dann gestapelt, laminiert und bei etwa 900°C gesintert. Einige Zusatzstoffe wie bestimmte Gläser halten dabei die Sinter-Temperatur unter dem Schmelzpunkt der Silber-Paste.

Eine weitere Möglichkeit für die Verbesserung von Transformatoren bietet die Optimierung ihres Designs. Hierzu wurden im Rahmen dieser Arbeit verschiedene Ansätze und Entwürfe untersucht (siehe Kapitel 4.3). Das Ziel des Entwicklungsverfahrens war es dabei, den sehr schnellen und effektiven analytischen Verfahren über verschiedene Zwischenschritte möglichst die Aussagekraft eines Modells mit der Finiten Elemente Methode (FEM) zu geben (siehe Abbildung 3). Dadurch können wichtige Änderungen schnell überprüft, in Zusammenhang mit den zu Grunde liegenden Formeln ein neues Verständnis entwickelt und somit ein optimierter Transformator im jeweiligen Größenraster mit gegebenen Parametern zielgerichtet gebaut werden.

Zu Beginn dieser Arbeit (siehe hierzu Kapitel 3) gab es lediglich Formeln für Induktivitäten aus Vergleichen mit Messergebnissen, sowie FEM-Modelle und standardisierte Schaltungssimulationen die ebenfalls größtenteils mit eingegebenen Messdaten durchgeführt wurden [13].

Auch eine aktuelle Arbeit optimiert lediglich die spezielle Formel des Steinmetz-Modells für die Ferrit-Verluste eines Transformators [14]. Das bestehende analytische Modell [15] rechnete weiter lediglich althergebracht bei etablierten Betriebsfrequenzen der Leistungselektronik im kHz-Bereich mit kommerziellen niederpermeablen Ferriten in konventionellen Bauformen und mit starken Vereinfachungen in der Standardformulierung des Vektorpotentials bei hohem Rechen- und Zeitaufwand (siehe auch Kapitel 3.2.2).

Für die hier geplante Optimierung des Designs und des Wirkungsgrades von Transformatoren und die angestrebte Variation obiger Parameter musste deshalb ein neues allgemein gültiges Simulationsmodell mit rein analytischen Formeln [16] entwickelt werden. Mit Hilfe des Modells sollen Transformatoren in kürzerer Zeit und zu geringeren Kosten entwickelt werden in dem präzise Interpretationen der Messergebnisse und Vorhersagen mit Simulationen gemacht und somit die iterative Optimierung durch Layout, Herstellung, Vermessung und erneutem Design verkürzt wird (siehe auch Abbildung 3).

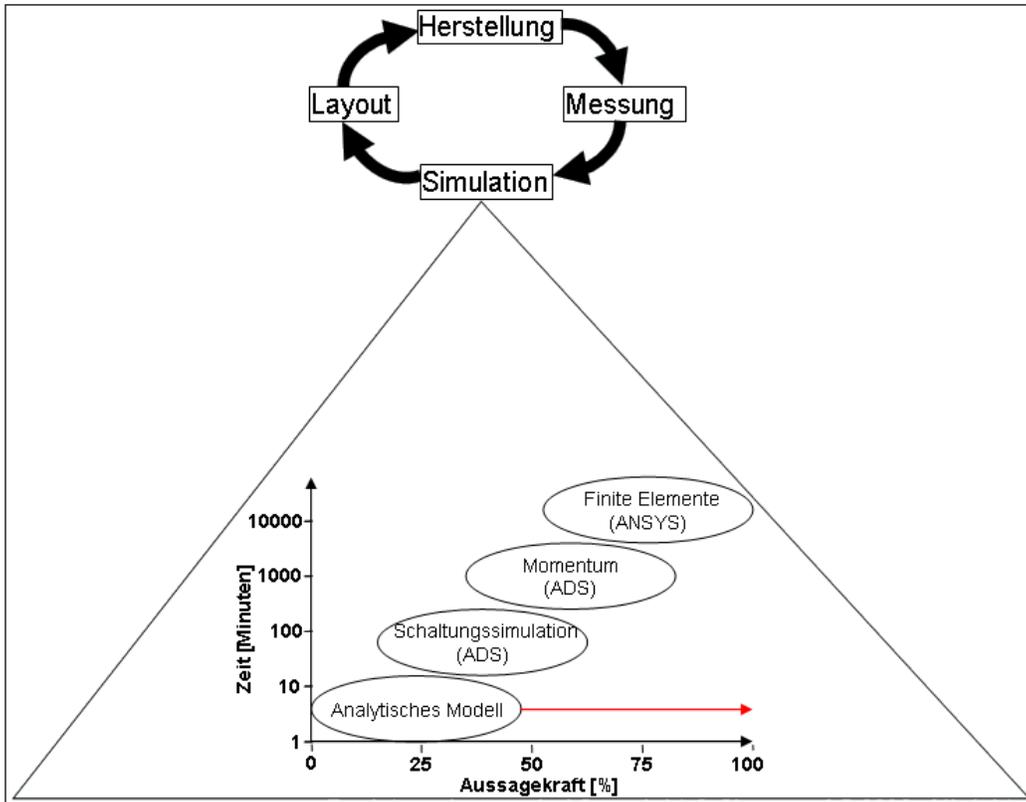


Abbildung 3: Entwicklungskreislauf und Ziel der Arbeit

Dabei ist die Arbeit wie folgt gegliedert:

In Kapitel 2 werden zunächst die physikalischen und elektrotechnischen Grundlagen dargelegt, die für das Verständnis der Vorgänge im Transformator relevant sind.

In Kapitel 3 wird der Stand der Technik der Material- und Designentwürfe sowie Modellierungsansätze beschrieben.

Kapitel 4 beschreibt das entwickelte Modell und die Optimierung des Transformators mit den wichtigsten Entwürfen.

In Kapitel 5 wird das Wesentliche des neuen Modells zusammengefasst und ein Überblick über weitere darüber hinaus führende Ansätze gegeben.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel sollen zunächst die physikalischen Grundlagen vorgestellt werden, auf denen das in dieser Arbeit erarbeitete analytische Modell zur Optimierung von Transformatoren basiert.

Generell handelt es sich hier um ein Problem der Elektrodynamik, das durch die Maxwell-Gleichungen (siehe Kapitel 2.1) und die relevanten Materialparameter wie die elektrische und magnetische Suszeptibilität sowie die elektrische Leitfähigkeit vollkommen beschrieben wird. Die vier Maxwellschen Gleichungen beschreiben dabei die Erzeugung von elektrischen und magnetischen Feldern durch Ladungen und Ströme, sowie die Wechselwirkung zwischen diesen beiden Feldern. Sie bilden die Grundlage der Elektrodynamik und der theoretischen Elektrotechnik. Die Materialgrößen beschreiben die lineare Antwort eines Materials auf ein von außen wirkendes elektrisches oder magnetisches Feld.

Ein generelles Problem bei der Lösung der Maxwell-Gleichungen für eine spezifische Konfiguration ist, dass sie auf Grund der vielschichtigen Struktur der Randbedingungen meist nur numerisch lösbar sind. Dies trifft insbesondere auf elektronische Bauelemente mit einer mehr oder weniger komplexen Bauform zu.

Um dieses Problem zu umgehen, können die Maxwell-Gleichungen mit Hilfe von Finite-Elemente-Methoden gelöst werden, die allerdings häufig erheblichen Rechen- und Zeitaufwand erfordern. Ziel dieser Arbeit war es deshalb, wie in der Einführung beschrieben, einem analytischen Modell möglichst die Aussagekraft einer FEM-Simulation zu geben und durch die verwendeten Formeln ein unmittelbares Verständnis der Vorgänge im Transformator zu entwickeln.

Es werden zuerst die Maxwell-Gleichungen eingeführt und anschließend die relevanten Materialparameter diskutiert. Wichtig ist hierbei vor allem die Herleitung der effektiven Permeabilität, die am Ort der Windungen eines Transformators wirkt, aus der relativen Permeabilität der umgebenden Ferrite (siehe Kapitel 2.3).

2.1 Maxwell-Gleichungen

Die Maxwell-Gleichungen im Vakuum beschreiben das Verhältnis der elektrischen und magnetischen Felder \vec{E} und \vec{H} in Form unendlich ausgedehnter Wellen als System von Ursache und Wirkung.

In ihrer differentiellen Form (siehe Gleichung (2.1.1)-(2.1.4)) [17] mit der elektrischen und magnetischen Feldkonstante ϵ_0 und μ_0 , sowie der elektrischen Stromdichte \vec{J} lauten sie:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \epsilon_0 \vec{E}}{\partial t} \quad (2.1.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \mu_0 \vec{H}}{\partial t} \quad (2.1.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \epsilon_0 \vec{E} = \rho \quad (2.1.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \mu_0 \vec{H} = 0 \quad (2.1.4)$$

Hierbei ist ρ die elektrische Ladungsdichte, die über die Kontinuitätsgleichung [17]

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \vec{\nabla} \cdot \vec{J} = 0 \quad . \quad (2.1.5)$$

mit der elektrischen Stromdichte verknüpft ist. Die Maxwell-Gleichungen haben in der oben gewählten Reihenfolge folgende Bedeutung:

1. Ampèresches Durchflutungsgesetz: Die Wirbel des Magnetfeldes sind an jeder Stelle des Raumes durch die wahre Stromdichte an dieser Stelle gegeben. Die wahre Stromdichte setzt sich aus der Leitungsstromdichte J und der zeitlichen Änderung von $D = \epsilon_0 E$ zusammen, wobei die zeitliche Änderung von D auch als Verschiebungsstromdichte bezeichnet wird (siehe Gleichung (2.1.1)).
2. Faradaysches Induktionsgesetz: Jede Änderung des H -Feldes führt zu einem elektrischen Gegenfeld. Die Wirbel des elektrischen Feldes sind an jeder Stelle des Raumes gleich der Abnahmegeschwindigkeit der Flussdichte (siehe Gleichung (2.1.2)).
3. Coulomb-Gesetz: Das elektrische Feld ist ein Quellenfeld. Die elektrische Ladungsdichte ρ ist die Quelle des elektrischen Feldes. Die Linien des wahren Stromes sind immer in sich geschlossen (siehe Gleichung (2.1.3)).
4. Gaußsches Gesetz: Das Feld der magnetischen Flussdichte ist quellenfrei. Es gibt keine magnetischen Monopole. Die Feldlinien der magnetischen Flussdichte sind deshalb immer in sich geschlossen (siehe Gleichung (2.1.4)).

Die Maxwellschen Gleichungen bilden zusammen mit den im nächsten Abschnitt vorgestellten Materialgleichungen der Elektrodynamik und der Kontinuitätsgleichung, welche z.B. die Ladungserhaltung definiert, das Fundament der elektrodynamischen Feldtheorie. Die Materialgleichungen gelten in der allgemeinen Form sowohl für den leeren Raum als auch für mit Materie ausgefüllte Raumbereiche.

2.2 Materialgleichungen der Elektrodynamik

Die Materialgleichungen der Elektrodynamik beschreiben die Antwort von Materie auf äußere elektromagnetische Felder im Rahmen der Theorie der Elektrodynamik [17]. Sie bestehen für ruhende Medien aus den Gleichungen:

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi_{el} \cdot \vec{E} \quad (2.2.1)$$

$$\vec{M} = \chi_{mag} \cdot \vec{H} \quad . \quad (2.2.2)$$

Hierbei ist \vec{P} die durch ein elektrisches Feld in einem Medium induzierte Polarisierung und \vec{M} die durch ein magnetisches Feld induzierte Magnetisierung. Diese Größen sind mit den jeweiligen Feldern über die elektrische und magnetische Suszeptibilität $\chi_{el,mag}$ verknüpft.

Die Suszeptibilitäten sind im allgemeinsten Fall Tensoren 2. Stufe, die von der Frequenz und vom Wellenvektor abhängen. In isotropen Medien, wie sie in dieser Arbeit betrachtet werden,

können allerdings skalare Größen verwendet werden. Wegen des kleinen Wellenvektors \vec{k} elektromagnetischer Wellen im Vergleich zur Ausdehnung der 1. Brillouin-Zone von Festkörpern, kann man ferner den Grenzfall $\vec{k} \approx 0$ verwenden und die Suszeptibilitäten als nur frequenzabhängige skalare Größen behandeln.

Aufgrund der durch das elektrische bzw. magnetische Feld induzierten Polarisation \vec{P} bzw. Magnetisierung \vec{M} [17] erhält man für die dielektrische Verschiebung bzw. die magnetische Flussdichte in einem Medium folgende Zusammenhänge:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} = \epsilon_0 \vec{E} + \epsilon_0 \chi_{el} \vec{E} = \epsilon_0 (1 + \chi_{el}) \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (2.2.3)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 (\vec{H} + \chi_{mag} \vec{H}) = \mu_0 (1 + \chi_{mag}) \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad . \quad (2.2.4)$$

Hierbei sind $\epsilon_r = 1 + \chi_{el}$ und $\mu_r = 1 + \chi_{mag}$ die relative Permittivität und Permeabilität des Mediums. Die Permittivität und die Permeabilität sind im Allgemeinen komplexe Größen, wobei der Imaginärteil die Verluste im Medium charakterisiert.

Für Materialien, die elektrischen Strom leiten, gilt ferner das Ohmsche Gesetz mit dem Tensor der elektrischen Leitfähigkeit σ [17]:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad . \quad (2.2.5)$$

Für Materialsysteme, die aus mehreren Komponenten mit unterschiedlichen Materialparametern bestehen, müssen an den Grenzflächen zwischen den verschiedenen Materialien Stetigkeitsbedingungen berücksichtigt werden. Diese Stetigkeitsbedingungen werden bei der Entwicklung der in dieser Arbeit vorgestellten Simulationsmodelle ausgenutzt (siehe Kapitel 4).

Wichtig sind hierbei insbesondere die Stetigkeitsbedingungen [17] für die Normal- und Tangentialkomponenten der magnetischen Flussdichte $B_{n1,n2}$ bzw. des Magnetfeldes $H_{t1,t2}$:

$$B_{n1} = B_{n2} \quad (2.2.6)$$

$$H_{t1} = H_{t2} \quad . \quad (2.2.7)$$

Diese Bedingungen bewirken, dass die magnetischen Feldlinien an einer Grenzfläche gebrochen werden, wenn sich zwei aneinander grenzende Schichten in der relativen Permeabilität unterscheiden (siehe auch Kapitel 4.1.3).

Mit den obigen Gleichungen ist ein Transformator bei bekannten Materialparametern und geometrischen Abmessungen vollständig beschreibbar. Allerdings ist eine analytische Lösung der Gleichungen aufgrund der komplexen Randbedingungen meistens sehr schwierig. Deshalb muss häufig auf eine numerische Lösung mittels der Methode der Finiten Elemente zurückgegriffen werden. Die Ergebnisse dieser zeit- und rechenaufwendigen Verfahren können wiederum in vereinfachte Schaltkreismodelle und schließlich in eine analytische Lösung einfließen.

Weiter ist noch der Einfluss von Luftspalten auf den Betrag der magnetischen Flussdichte B im Transformator von Bedeutung und soll im Folgenden erarbeitet werden.

2.3 Entmagnetisierungseffekte

An Oberflächen von Festkörpern treten elektrische Ladungen und Ströme auf, die zu Depolarisations- und Entmagnetisierungseffekten führen. Dadurch werden die von außen angelegten Felder \vec{E}_a und \vec{H}_a um die entsprechenden Depolarisations- und Entmagnetisierungsfelder abgeschwächt. Mit dem Faktor N_d gilt für die effektiv wirkenden Felder \vec{E}_e und \vec{H}_e [18]:

$$E_e = E_a - N_d \frac{P}{\epsilon_0} \quad (2.3.1)$$

$$H_e = H_a - N_d M \quad . \quad (2.3.2)$$

Für unsere Betrachtungen werden vor allem Entmagnetisierungseffekte eine Rolle spielen. So werden z.B. Messungen der relativen Permeabilität ferritischer Materialien üblicherweise an Ringkernen durchgeführt, da in diesen eine nahezu konstante und komplett im Kern verlaufende magnetische Flussdichte vorliegt. Ein Luftspalt, wenn auch nicht absichtlich eingefügt, sondern vielmehr durch Risse oder Porositäten verursacht, bedingt eine betragsmäßige Verminderung des angelegten magnetischen Feldes H_a um den Faktor $N_d M$ auf das effektive im Festkörper wirkende Feld H_e [18].

Mit Hilfe von Gleichung (2.2.4) können Entmagnetisierungseffekte in Form einer effektiven Permeabilität μ_e berücksichtigt werden [18]. Letztere ergibt sich aus der relativen Permeabilität μ_r des ferritischen Materials des Ringkerns als:

$$\frac{1}{\mu_e} = \frac{1}{\mu_r} + N_d \left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad . \quad (2.3.3)$$

Der Faktor N_d hängt von der Geometrie des betrachteten Festkörpers ab. Es gilt $N_d = 0$ für einen unendlich langen Zylinder mit Feld parallel zur Zylinderachse und $N_d = 1$ für eine unendlich ausgedehnte dünne Scheibe mit Feld senkrecht zur Scheibe. Für Fälle zwischen den Extremen approximiert man üblicherweise die Form der Probe mit einem Ellipsoid. In diesem Fall kann dann N_d aus dem Verhältnis r_e der großen zur kleinen Achse des Ellipsoids wie folgt berechnet werden [18]:

$$N_d \approx \frac{\ln(2r_e) - 1}{r_e^2} \quad . \quad (2.3.4)$$

Für uns von größerem Interesse ist die Reduktion der relativen Permeabilität durch einen schmalen waagrechten Einschnitt senkrecht zur Richtung der Magnetfeldlinien, z.B. durch den endlichen Abstand zweier Ferrit-Platten, die ober- und unterhalb der Querschnitte der Spulen eines Transformators liegen (siehe Kapitel 4). Dabei wird das Problem als ein Ringkern des Gesamtumfangs ℓ angesehen, der den Fluss perfekt gebündelt führt und eine

kleine Lücke der Länge $\alpha \ell$ hat. Da $\alpha \ell$ als sehr klein angenommen wird, kann man davon ausgehen, dass die Querschnittsfläche der Lücke A_s gleich der Querschnittsfläche des Ringes A_m ist. Wenn das Toroid nun nI Ampère-Windungen trägt, dann gilt nach dem Ampèreschen Gesetz [18]

$$n \cdot I = \oint H d\ell = H_m \ell (1 - \alpha) + H_s \alpha \ell = H_e \ell \quad (2.3.5)$$

mit den Feldern H_m im Material des Ringkerns und H_s im Luftspalt. Unter der Annahme, dass der Fluss entlang des Pfades konstant bleibt, kann man davon ausgehen, dass gilt

$$B_m A_m = B_s A_s = B_e A_e \quad (2.3.6)$$

wobei mit den vorherigen Definitionen wieder

$$\frac{1}{\mu_e} = \frac{1}{\mu_r} + \alpha \left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad (2.3.7)$$

und für kleines α auch $\alpha = N_d$ gilt. Hierbei sollte α weiterhin klein im Vergleich zu $1/\mu_r$ sein, da sonst die hohe Permeabilität einiger Keramiken nicht mehr zum Tragen kommt.

Damit ist auch für waagrechte Einschnitte der Zusammenhang zwischen der effektiven Permeabilität und der relativen Permeabilität der Ferrite in Abhängigkeit des Faktors α der Lücke gegeben.

Im Folgenden soll nun auf den Stand der Technik zu Beginn der Arbeit eingegangen werden.

3 Stand der Technik

Bevor auf das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Modell zum Design und zur Optimierung von Transformatoren eingegangen werden soll, sollen zunächst einmal aktuelle Ansätze und Entwicklungen im Material- und Modellbereich diskutiert werden.

Zuerst soll auf die miteinander vernetzten Material- und Designkonzepte eingegangen werden. Dabei soll zunächst auf die generellen Möglichkeiten der Materialien und anschließend der Designs eingegangen werden. Dies wird jeweils für die Schaltungsträger und anschließend auch für die Ferrite betrachtet. Hierbei eröffnet neben dem weit verbreiteten Standard organischer Schaltungsträger vor allem die LTCC-Technologie neue Möglichkeiten. Ihre üblichen Kennwerte sollen im Folgenden genannt werden. Ferner wird auf die Entwicklung bei den notwendigen Ferriten und deren spezifische Vor- und Nachteile eingegangen werden. Hierbei steht immer die Reduktion der Baugröße durch Erhöhung der verwendeten Frequenzen in den unteren MHz-Bereich im Vordergrund, im Gegensatz zu den Frequenzen des kHz-Bereichs die in der heutigen Leistungselektronik üblicherweise verwendet werden. In diesem Zusammenhang spielen die spezifischen Eigenschaften der neuen Materialien im unteren MHz-Bereich eine bedeutende Rolle.

Danach sollen die zu Beginn der Arbeit verfügbaren Modellierungsansätze rekapituliert werden. Ausgehend vom allgemeinsten Fall der Berechnung mit Biot-Savart, hergeleitet aus den Maxwell-Gleichungen, sollen die Schwierigkeiten komplizierter Strukturen dargelegt werden. Anschließend wird auf bekannte Lösungsversuche wie einfache Formeln für Induktivitäten, Weiterentwicklungen bekannter Formeln für die Abschätzung von Verlusten und einfache theoretische Berechnungen bekannter Konfigurationen eingegangen. Schließlich sollen auch einige aktuelle Entwicklungen im Transformator-Design besprochen werden. Dabei soll vor allem herausgearbeitet werden, dass die Entwicklung des in dieser Arbeit vorgestellten neuen Modells auf Grund der neuen Zielsetzungen und Weiterentwicklungen im Frequenz- und Materialbereich nötig war.

3.1 Material- und Designkonzepte

Bevor auf einzelne Konfigurationen eingegangen werden soll, sollen zunächst einmal die Anforderungen an die einzelnen Parameter dargelegt werden. Es kommt dabei vor allem auf die Werte bei der vorgegebenen Frequenz von 2.5MHz an.

Die wichtigste dielektrische Kenngröße der Messung ist die relative Permittivität. Sie wird in Kondensator-Messungen bestimmt und sollte möglichst gering sein um die störenden parasitären Kapazitäten möglichst gering zu halten (siehe auch Kapitel 4).

Die wichtigste magnetische Messgröße ist die relative Permeabilität. Hier ist zu beachten, dass für ferromagnetisches Material, im Gegensatz zu z.B. Paramagneten, normalerweise kein linearer Zusammenhang zwischen Magnetisierung und angelegtem Feld besteht. Die Magnetisierung ist bei diesen Materialien im Allgemeinen sogar von der Vormagnetisierung abhängig.

Die Permeabilität μ entspricht weiter der Steigung dB/dH . Auf Grund der magnetischen Sättigung, sowie der magnetischen Remanenz, ist die Permeabilität nicht konstant, sondern lediglich in Teilabschnitten näherungsweise linear. Es wurden daher Überlegungen angestellt, aus der Vielzahl der Definitionen eine universelle Darstellung der Permeabilität zu gewinnen. Eine mögliche Form dieser Darstellung wäre die Differentielle Permeabilität als Funktion der Feldstärke H und der Änderungsgeschwindigkeit der Feldstärke dH/dt . Mit dieser Regelung wäre die Permeabilität nicht nur, wie heute üblich, eine Information über den ganz

bestimmten Betriebsfall, sondern würde die Funktion der Feldstärke H und die Vorbeanspruchung des Materials berücksichtigen [17].

Eine konkrete umfassende Formel für die Abhängigkeit der Permeabilität ist normalerweise nicht gegeben. Man teilt daher zur Klassifizierung allgemein in Bereiche der Linearität und Nichtlinearität, Homogenität und Inhomogenität, sowie Isotropie und Anisotropie ein. Für gegebene Linearität, Homogenität und Isotropie kann als Proportionalitätskonstante wieder der frequenzabhängige Skalar der relativen Permeabilität an Stelle des Tensors der magnetischen Suszeptibilität verwendet werden (siehe auch Kapitel 2.2).

Im Fall der sogenannten Neukurve der Hysterese (vgl. auch Abbildung 10-11 in Kapitel 4.1.2), besteht jedoch ein linearer Zusammenhang zwischen dem angelegten magnetischen Feld und der magnetischen Flussdichte. Hier kann daher auch wieder an Stelle des Tensors der magnetischen Suszeptibilität der frequenzabhängige Skalar der relativen Permeabilität als Proportionalitätskonstante verwendet werden.

Dieser wird in Ringkern-Messungen bestimmt (siehe auch Kapitel 4.1.1) und sollte möglichst groß sein um eine ausreichende Induktivität für die Übertragung bei der Zielfrequenz zu gewährleisten (siehe auch Kapitel 4). Danach kommt noch den magnetischen Verlusten Bedeutung zu, wobei gezeigt werden wird, dass die magnetischen Verluste in den hier vorstellen neuen Designs gegenüber den Leitungsverlusten in den Hintergrund treten (siehe Kapitel 4). Ihre Messung wird ebenfalls an Ringkernen sowie einfachen mit LTCC realisierten Strukturen durchgeführt (siehe auch Kapitel 4.1.1-4.1.2).

Im Folgenden soll auf die Entwicklung der Materialien eingegangen werden, die diese Werte zur Verfügung stellen sollen.

3.1.1 Material-Entwicklung

Im Materialbereich wurde bisher bei Transformatoren hauptsächlich auf organische Boards gesetzt, da diese durch eine günstige Herstellung und einfache Prozesse glänzten [19]. Die LTCC-Technologie besitzt jedoch wie bereits erwähnt vor allem zu höheren Frequenzen und Temperaturen die besseren Eigenschaften (siehe Kapitel 1). Die dadurch möglichen kompatiblen Prozesse mit den notwendigen Ferriten [9] eröffnen die hier ausgeführten neuen Wege im Design (siehe Kapitel 4). Ein Richtwert für die relative Permittivität kommerzieller keramischer Standard-Tapes wie z.B. des in dieser Arbeit verwendeten DuPont-Tapes ist 7.8 [20].

Bei den Ferriten fand eine große Entwicklung statt und es wurden z.B. Ba-Hexa-Ferrite dem Mikrowellenbereich zugänglich gemacht [21]-[23].

CuNiZn-Ferrite sind aber durch ihre bessere Prozessierbarkeit bei Standard-Atmosphäre und höhere Performance bis zu einigen 10MHz für diese Arbeit von noch größerem Interesse [24]. Relative Permeabilitäten von bis zu 400 bei 100kHz [25], 200-300 bei 3MHz [26] und 200 bei 4 MHz [27]-[28] können mit bereits kommerziell erhältlichen Tapes erreicht werden.

Mit der Frequenzwahl im unteren MHz-Bereich ist MnZn-Ferrit die übliche Wahl für Anwendungen in der Leistungsschaltelektronik. Es zeigt sogar noch höhere relative Permeabilitäten von bis zu 500 und eine höhere magnetische Sättigung [10]-[11]. Die Nachteile sind schwierigere Prozessierbarkeit unter ständiger Kontrolle der Partikelgröße, der Menge der Sinter-Additive und des Sauerstoff-Partial-Drucks während der Sinterung [29]-[34] sowie ein um eine Größenordnung geringerer spezifischer DC-Widerstand von nur einigen Ωm .

Heutzutage werden in der Leistungsschaltelctronik hauptsächlich kommerzielle CuNiZn- und MnZn-Ferrite verwendet [35].

Als nächstes soll auf die Entwicklung im Design-Bereich eingegangen werden.

3.1.2 Design-Entwicklung

Im Design-Bereich werden verschiedene Ansätze verfolgt die im Folgenden ausgeführt werden sollen. Für die hohen Frequenzen von bis zu 300GHz des Mikrowellenbereichs sind nützliche Impedanzen mit sehr geringen Induktivitäten von nur einigen nH verbunden. Man versucht diese sehr kleinen Komponenten unter anderem dadurch auf z.B. Silizium zu integrieren, dass man die Spulen vom verlustreichen Substrat trennt, in dem man entweder einen Teil des Substrats unter der planaren parallel angeordneten Spule wegätzt [36] oder die Spulen gar in die Vertikale verdreht [37]. Eine weitere Möglichkeit, die induzierten Verlustströme im Substrat zu verringern, ist die Verwendung einer Reihe von Kanälen hohen Aspektverhältnisses. Diese werden für die sehr flachen und breiten Spulenwindungen in das Substrat geätzt und mit einem dielektrischen Material gefüllt [38]. Dieses fungiert dann als neues verlustärmeres Substrat und die Stabilität der Struktur bleibt erhalten.

Alternativ wurde auch hier Keramik als verlustarmes Substrat in einer nicht auf dem Chip angebrachten Lösung gewählt. Da diese passiven Komponenten einen wichtigen Teil des Boards ausmachen und zusammen mit den aktiven eine funktionelle Einheit bilden, wurde der Begriff des kombinierten Systems (SiP: System in Package) geprägt. Dieser bezeichnet den Zwischenschritt zwischen einer Lösung komplett auf dem Chip (SoC: System on Chip) und in reiner gedruckter Mehrlagenschaltungselctronik (PCB: Printed Circuit Board).

In der herkömmlichen Leistungselctronik hingegen sind die Ströme und Induktivitäten gewöhnlich höher und die Frequenzen entsprechend des Standards verbreiteter Anwendungen niedriger. Sie liegen typischerweise bei einigen kHz [39]. Die Integration findet hier hauptsächlich über gedruckte Schaltkreise (PCB) mit geeigneten Ferriten, z.B. Lagen aus Ferrit-Polymer-Verbindungen [15] und galvanisierten NiFe-Lagen [40] statt, mit denen z.B. ein 60W-Transformator und DC-DC-Wandler realisiert werden konnten. Um die Kopplung zwischen den Windungen zu erhöhen und die Leckflüsse zu verringern, wurde die Einbettung in zusätzliche gedruckte dielektrische Schichten empfohlen, (siehe auch Kapitel 4.1.3) [41]-[43]. Diese können auch zusätzlich durch ihren hohen spezifischen Widerstand niedrige spezifische Widerstände der Ferrite kompensieren (siehe auch Kapitel 4.1.3).

Eine Erhöhung der Betriebsfrequenz auf etwa 2.5MHz, natürlich im Zusammenspiel mit den neuartigen Ferriten und den neuen Designansätzen, ermöglichte jedoch neue Maßstäbe hinsichtlich der Baugröße und Performance (siehe Kapitel 4).

Bei organischen Schaltungsträgern und auch der LTCC-Technologie wurde bisher auf herkömmliche Ferrit-Kerne in „E“- und „I“-Form gesetzt die getrennt hergestellt, gepresst, geklebt oder laminiert und nachträglich durch Löcher auf einen Schaltungsträger aufgesteckt und fest geklammert wurden (siehe Abbildung 4 und vgl. auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2) [44]-[49]. Eine optimale Ankopplung wird dabei durch Ausfüllen der Windungsquerschnitte zu 70% gewährleistet, da ein weiteres Füllen nur die Leck-Induktivitäten verstärken würde [50] (siehe auch Kapitel 4.1.3). Auch der mehrfache Nutzen herkömmlicher Ferrit-Kerne, die sogenannte funktionelle Integration, ist hier ein Ansatz zur Größen- und Kostenverringern [51].

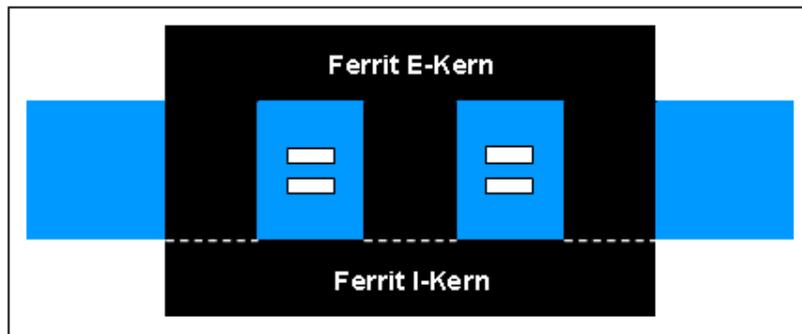


Abbildung 4: Schema eines Transformators mit aufgestecktem E-I-Kern

Querschnitt der Frontansicht auf einen Schaltungs träger (blau) mit Windungen (grau) und Ferrit-Kern

Weiter wurden Ansätze verfolgt den Kern durch Füllen von gestanzten Lücken im dielektrischen Board mit Ferrit-Paste oder -Pulver und auflegen der oberen und unteren I-Teile zu realisieren [52].

Ergebnisse des analytischen Modells führten jedoch zu neuen Ferrit-Designs, die Volumen und damit Herstellungsaufwand und Kosten des Ferrits reduzieren und damit darüber hinaus die Effizienz des Bauteils steigern konnten (siehe Kapitel 4).

Auf die in dieser Arbeit verwendeten Materialparameter sowie deren Herkunft soll in Kapitel 4.1 weiter eingegangen werden, wobei von festen wiederholt gemessenen Werten resultierend aus wiederholbaren Prozessen mit korrekt angepassten Materialien ausgegangen wurde [10]. Diese dienen als Grundlage der vorgenommenen Optimierungs- und Designprozesse für Transformatoren.

Neben diesen vorab bekannten Material- und Designkonzepten sollen im Folgenden auch Modellierungsansätze besprochen werden.

3.2 Modellierungsansätze

Bevor auf die einzelnen bekannten Formeln und Ansätze eingegangen wird, soll zunächst die Ausgangssituation beschrieben werden.

Danach soll zuerst auf einzelne Formeln und implementierte Standard-Lösungen in Software und dann exemplarisch auf eine aktuelle Verlust-Rechnung und das einzige bestehende analytische Modell für Planar-Transformatoren eingegangen werden.

3.2.1 Allgemeine Einführung

Im allgemeinsten Fall kann ein solches Problem eines Transformators als die Kopplung zweier Leiterschleifen betrachtet werden. Eine Leiterschleife kann sehr einfach nach Biot-Savart beschrieben werden. Dies kann aus den Maxwell-Gleichungen (siehe Kapitel 2.1) hergeleitet werden. Dazu werden die Retardierungseffekte vernachlässigt und der zeitlich konstante Fall in Form der Magnetostatik betrachtet. Damit folgt dann die Poisson-Gleichung

für das Vektorpotential $A(r)$ [17] am Ort r

$$\Delta A(r) = -\mu_0 J(r) \quad (3.2.1)$$

mit der Lösung bezogen auf den Ort r' :

$$A(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int d^3 r' \frac{J(r')}{|r-r'|} \quad (3.2.2)$$

Damit folgt für die magnetische Flussdichte [17]:

$$B(r) = \nabla \times A(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int d^3 r' \nabla \times \left(\frac{J(r')}{|r-r'|} \right) \quad (3.2.3)$$

Mit Hilfe der Formeln

$$\nabla \times (\phi J) = \phi (\nabla \times J) - J \times (\nabla \phi) \quad (3.2.4)$$

für die Anwendung des rot-Operators auf ein Produkt aus skalarer Funktion und Vektorfunktion und

$$\nabla \phi = \nabla \left(\frac{1}{|r-r'|} \right) = -\frac{r-r'}{|r-r'|^3} \quad (3.2.5)$$

folgt Biot-Savart, unter Berücksichtigung, dass im Integral der rot-Operator nur auf die Variable r und nicht auf r' wirkt zu [17]:

$$B(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int J(r') \times \frac{r-r'}{|r-r'|^3} dV' \quad (3.2.6)$$

Die differentielle Form [17] ist jedoch geläufiger und eignet sich sehr gut für die Interpretation. Ein Stromleiter der infinitesimalen Länge $d\ell$ am Ort r' , der von einem Strom I durchflossen wird, erzeugt am Ort r die magnetische Flussdichte $dB(r)$:

$$dB(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} I d\ell \times \frac{r-r'}{|r-r'|^3} \quad (3.2.7)$$

Die gesamte magnetische Flussdichte $B(r)$ ergibt sich durch Aufsummieren aller vorhandenen infinitesimalen Stücke. Das entstehende Wegintegral kann man unter Benutzung von

$$I d\ell = J dV \quad (3.2.8)$$

in ein Volumenintegral umformen welches wieder obiges Ergebnis liefert (siehe Gleichung 3.2.6)) [17].

Bei bekannter Form der Leiterschleife kann also $B(r)$ berechnet werden. Mit bekanntem $B(r)$ kann dann der Fluss Φ durch die Schleife bestimmt werden, wodurch sich über

$$\Phi = LI \tag{3.2.9}$$

der Schleife die Induktivität L zuordnen lässt [17]. Ist die Schleife von Material der relativen Permeabilität μ_r verschieden von 1 umgeben, so muss dies bei Berechnung von $B(r)$ natürlich berücksichtigt werden. μ_r kann im allgemeinsten Fall ebenfalls vom Ort r abhängen, wenn das umgebende Material variiert, sowie von der Frequenz und der Magnetfeldstärke. Dadurch wird die Berechnung in den meisten Fällen schwierig. Einfache Geometrien wie einzelne Leiterschleifen können analytisch berechnet werden, komplizierte Strukturen müssen jedoch mit numerischen Berechnungen wie der Finiten Elemente Methode berechnet werden.

Im Folgenden soll auf diese Berechnungen eingegangen werden.

3.2.2 Aktuelle Berechnungen

Auf Grund dieser Problematik der Berechnung komplizierter Strukturen gab es zu Beginn der Entwicklung dieser Arbeit viele meist aus Vergleichen mit Messdaten entwickelte Formeln für Induktivitäten [17]. Diese waren häufig für spezielle Aufbauten gedacht, wie z.B. planarer Luftspulen [53] sowie in ferromagnetischen Substraten homogen eingebetteter Spulen [54]. Die Permeabilitäten wurden üblicherweise bei sehr hohen Frequenzen des GHz-Bereichs der Telekommunikation [55] oder auch für DC-DC-Wandler [56] bestimmt, nicht jedoch im MHz-Bereich.

Auch Schaltungssimulationen wurden größtenteils mit in den Schaltungselementen eingetragenen Messdaten durchgeführt [57]-[66]. Simulationen mit der Finite Elemente Methode [67] konnten jeden erdenklichen Aufbau, wenn auch mit sehr großem Zeitaufwand berechnen [13].

Dadurch wurden jedoch eine direkte Optimierung und ein generelles Verständnis für die Vorgänge im Transformator nicht ermöglicht. Es konnte lediglich, wie bei einem experimentellen Entwurf, nach der Auswertung der Ergebnisse ein neues Design und eine neue Simulation gemacht werden.

Dies hat sich auch für den momentanen Stand nicht geändert. Es wurden jedoch einige weitere Ansätze zur Berechnung und vereinfachte Modelle verfolgt.

Eine aktuelle Veröffentlichung entwickelt z.B. die Formel für die Ferrit-Verluste eines Transformators des Steinmetz-Modells weiter [14]. In diesem Modell werden die Ferrit-Verluste eines Transformators als Funktion der Frequenz und der magnetischen Peak-Flussdichte beschrieben (siehe auch Kapitel 4). In dieser Veröffentlichung werden die Exponenten und Koeffizienten dieser Abhängigkeiten zusätzlich um die Einflüsse der Temperatur und der Gleichstrom-Vormagnetisierung erweitert. Dadurch wird der Fit an die Materialkurve der spezifischen Volumen-Verluste über der magnetischen Peak-Flussdichte verbessert (vgl. auch Abbildung 20 in Kapitel 4.2.3).

Das bestehende aktuelle analytische Modell [15] versucht über die Annahme nur einer Ausbreitungsrichtung des magnetischen Feldes einen herkömmlichen Transformator im

schichtweisen Aufbau zu berechnen. Dabei wird im Querschnitt der Windungen nur eine vertikale Ausbreitung und innerhalb der aufliegenden Ferrit-Teile nur eine horizontale Ausbreitung zugelassen.

Es wird jedoch lediglich althergebracht mit bei üblichen Betriebsfrequenzen der Leistungselektronik im kHz-Bereich gemessenen relativen Permeabilitäten niederpermeabler Ferrite in konventionellen Bauformen gerechnet. Daher wird auch nur die Baugröße des bekannten Konzepts durch Berechnung der Verteilung des magnetischen Flusses im Transformator über das Vektorpotential und daraus folgender Abschätzung der Induktivität und der Verluste optimiert. Bei einer Frequenz von 100kHz wurden 60W übertragene Leistung bei 82% Wirkungsgrad und einer Baugröße von 17.6cm³ erreicht.

Mit diesem Ansatz kann ebenfalls kein tieferes Verständnis generiert werden und keine allgemeine Optimierung und Weiterentwicklung hin zu neuen Strukturen mit neuen Methoden statt finden. Weiter ist durch die aufwändigen Berechnungen, die teilweise Lösungen komplizierterer Gleichungen mit mathematischer Software wie MATLAB ermitteln müssen, ein hoher Rechen- und damit auch Zeitaufwand als weiterer Nachteil zu nennen.

In dem hier vorgestellten Ansatz wird jedoch eine allgemein gültige exakte räumliche Verteilung der magnetischen Flussdichte betrachtet (siehe Kapitel 4.2). Die hier vorgestellte und sehr schnelle rein analytische Lösung kann in Minuten jede mögliche Transformator-Konfiguration bei jeder Frequenz komplett charakterisieren und optimieren.

4 Transformator-Entwicklung

Das hier vorgestellte analytische Modell zum Design von Planar-Transformatoren wurde durch Einfluss verschiedener Vorüberlegungen entwickelt, die spätere Konzepte und Entwicklungen nach sich zogen. Zielsetzung war es ein Modell zu entwickeln mit dem Vorhersagen und folglich auch Optimierungen möglich sind. Diese vereinfacht das Design und macht die sonst übliche iterative Entwicklung aus Konzept, Herstellung, Messung und Angleichung des Konzepts unnötig.

Generell müssen Materialeigenschaften und Modellierungsansätze die Arbeitsfrequenz und den Aufbau des Transformators betreffend auf noch nicht dagewesene Art und Weise innovativ und ergänzend kombiniert werden, um die geforderten Werte erreichen zu können.

Zunächst soll auf die Vorüberlegungen eingegangen werden, die einen Transformator in diesem Größenbereich ausmachen. Anschließend soll die Entstehung des Modells erläutert werden, um dann über die verschiedenen Ideen zum endgültigen Entwurf zu kommen und schließlich einen Ausblick auf weitere Optimierungsmöglichkeiten und Anwendungen zu geben. Als erstes werden die Eigenschaften der LTCC-Ferrite und einfacher mit ihnen realisierter Strukturen dargestellt. Danach folgt der prinzipielle Aufbau eines LTCC-Transformators mit Möglichkeiten der Größenreduzierung und der Form der Kern-Struktur im Zusammenhang mit der Größe der magnetischen Flussdichte, ausgehend von der Sättigung des verwendeten Ferrits.

Von verschalteten kleineren Einheiten herkömmlicher Bauweise mit separatem E-I-Kern über homogene, komplett in Ferrit oder ein Dielektrikum eingebettete Strukturen bis hin zum neuartigen hybriden Platten-Transformator werden verschiedene Konzepte betrachtet, um anschließend an Hand des analytischen Modells die einzelnen Parameter zu bestimmen und bezüglich der Kleinsignal- und Leistungsdaten mit Messdaten zu validieren.

4.1 Vorüberlegungen

Zunächst muss man sich die verfügbaren Materialparameter vergegenwärtigen, die aus der Erhöhung der Frequenz auf 2.5MHz und der gleichzeitigen Verwendung der LTCC-Technologie zusammen mit den neuartigen nötigen Ferriten resultieren. Ferner müssen die festen Größen bestimmt und mit Werten für eine Abschätzung für die neuen Bauformen versehen werden. Danach kann man an Hand einfacher Strukturen die wesentlichen Eigenschaften bestimmen und diese durch weitere Überlegungen zur endgültigen komplexen Bauform ergänzen. Diese gewonnen Erkenntnisse gehen dann in die Generierung des Modells und die Optimierung ein.

4.1.1 LTCC-Ferrite

Die relevanten magnetischen Eigenschaften der LTCC-Ferrite (siehe Abbildung 5-7) werden, wie bereits erwähnt, an Hand maschinell zu Ringkernen geformten gesinterten Mehrlagen-Strukturen bestimmt, da das magnetische Feld praktisch vollständig im Ringkern verläuft [68]. Die Kleinsignal-Permeabilitäten werden mit Hilfe einer kommerziellen Impedanz-Analyse in Standard-50Ω-Umgebung gewonnen [10]. Die komplexe Impedanz Z ist dabei aus dem Real- und Imaginärteil Z' und Z'' mit der imaginären Einheit i bzw. dem Leitungswiderstand R_{rk} , der Induktivität L_{rk} und der Frequenz f gegeben [17] durch

$$Z = Z' + iZ'' = R_{rk} + i2\pi f L_{rk} \quad . \quad (4.1.1)$$

Dabei wird die übliche Serien-Ersatzschaltung für die Ringkernspule und die bekannte Beziehung zwischen ihrer Induktivität mit N_{rk} Windungen und der relativen Permeabilität ihres Ringkerns bzw. dessen Real- und Imaginärteil μ' und μ'' (siehe Abbildung 5) mit innerem und äußerem Ringkernradius $r_{1,2}$ und Ringkernhöhe h verwendet [17]:

$$L_{rk} = N_{rk}^2 \frac{\mu_0 (\mu' - i\mu'') h \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi} \quad (4.1.2)$$

$$\mu' = \frac{2\pi Z''}{2\pi f N_{rk}^2 \mu_0 h \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (4.1.3)$$

$$\mu'' = \frac{2\pi(Z' - R_{rk})}{2\pi f N_{rk}^2 \mu_0 h \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (4.1.4)$$

Bei der Synthese wurde fest gestellt, dass die Eigenschaften sehr stark von den gewählten Roh-Pulvern, deren Verarbeitung und der Sinter-Additive abhängen (siehe auch Kapitel 1), wodurch sich einige Veränderungen bewerkstelligen lassen. Man kann z.B. beim CuNiZn-Ferrit den Verlauf der Real- und Imaginärteile der relativen Permeabilität über der Frequenz zu Gunsten der niederfrequenten Permeabilität verschieben, um höhere Permeabilitäten bei niedrigerer Frequenz als z.B. beim MnZn-Ferrit zu erhalten, entgegen der üblichen Aussagen der Literatur (siehe auch Kapitel 3.1.1).

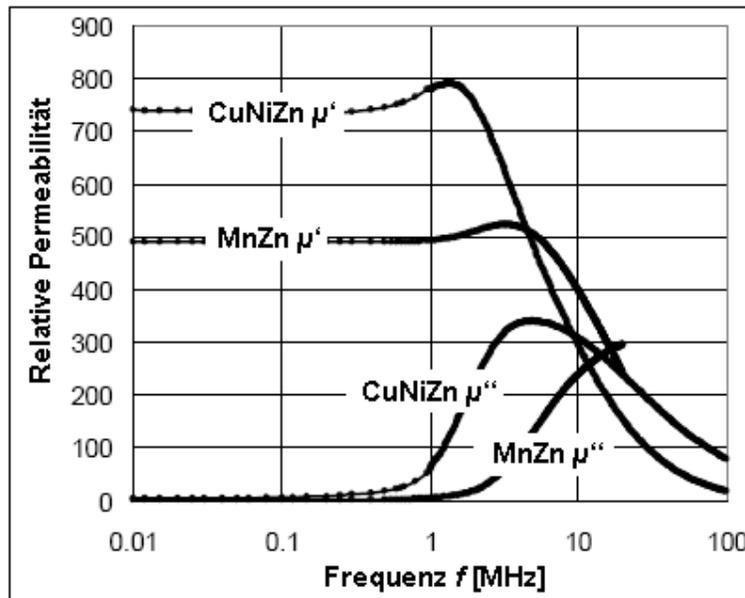


Abbildung 5: Relative Permeabilität von CuNiZn- und MnZn-Ferrit

Real- und Imaginärteile μ' und μ'' der LTCC-Ferrite aus Kleinsignal-Messungen an Ringkernen. CuNiZn hat eine etwas höhere relative Permeabilität bei niedrigerer Frequenz, bei 2.5MHz wird MnZn jedoch bereits wieder vorteilhafter [69].

Die leistungsbezogenen Daten der Ringkerne sind die Amplituden-Permeabilität (siehe Abbildung 6) und die spezifischen Volumen-Verluste (siehe Abbildung 7) über dem Peak der magnetischen Flussdichte. Dafür wurden die Ringkerne durch höhere Anregungsströme eines Sinus-Generators mit Leistungsverstärker auf bis zu 50% ihrer magnetischen Sättigung gebracht. Die durchschnittlichen magnetischen Verluste P_{rk} können trotz der Nicht-Linearität der Ferrite zuverlässig aus der ersten Fundamentalen über die zeitlichen Verläufe der Spannungen und Ströme $U(t)$ und $I(t)$ entsprechend der Grundimpedanz Z_0 für den Startzeitpunkt $t = 0$ und den Phasenwinkel φ und deren Effektiv-Werte U_{eff} und I_{eff} abgeschätzt werden [17]:

$$Z = Z_0 e^{i\varphi} = \frac{U(t)}{I(t)} \quad (4.1.5)$$

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} \quad (4.1.6)$$

$$U_{eff} = \frac{U_0}{\sqrt{2}} \quad (4.1.7)$$

$$I_{eff} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \quad (4.1.8)$$

$$P_{rk} = f \int_0^{1/f} U(t)I(t)dt = U_{eff} I_{eff} \cos \varphi \quad (4.1.9)$$

Die magnetischen Verluste setzen sich aus Wirbelstrom-, Hysterese- und Resonanz-Verlusten zusammen. Durch Betrachtung der Zunahme der Gesamtverluste über der Frequenz bei konstanter magnetischer Flussdichte konnten die drei Anteile für MnZn separiert werden. Etwa die Hälfte der Gesamtverluste im unteren MHz-Bereich wird von den Wirbelstrom-Verlusten verursacht, während die anderen beiden Verluste jeweils ein Viertel beitragen [10].

Der durchschnittliche effektive Verlustwiderstand R_{rk} ist dann einfach mit dem Durchgangsstrom I_{eff} aus den durchschnittlichen Verlusten der Spule gegeben [17]:

$$R_{rk} = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} \cos \varphi = \frac{P_{rk}}{I_{eff}^2} \quad (4.1.10)$$

Neben den magnetischen haben auch die dielektrischen kapazitiven und resistiven Eigenschaften einen großen Einfluss auf das Design eines Transformators und dessen endgültiger Performance. Genau wie in keramischen dielektrischen Materialien sind diese Eigenschaften durch die Korngröße bestimmt und können durch Anpassung der Prozesse beeinflusst werden. Dies kann jedoch zu Einbußen in der Performance oder der Wirtschaftlichkeit der Prozesse führen. Deswegen ergeben sich bei CuNiZn- bzw. MnZn-Ferrit z.B. relativ geringe spezifische Widerstände von einigen zehn bzw. nur einigen Ωm . Diese könnten jedoch bei Bedarf durch angepasste Prozessierung in beiden Fällen um bis zu drei Größenordnungen erhöht werden [11].

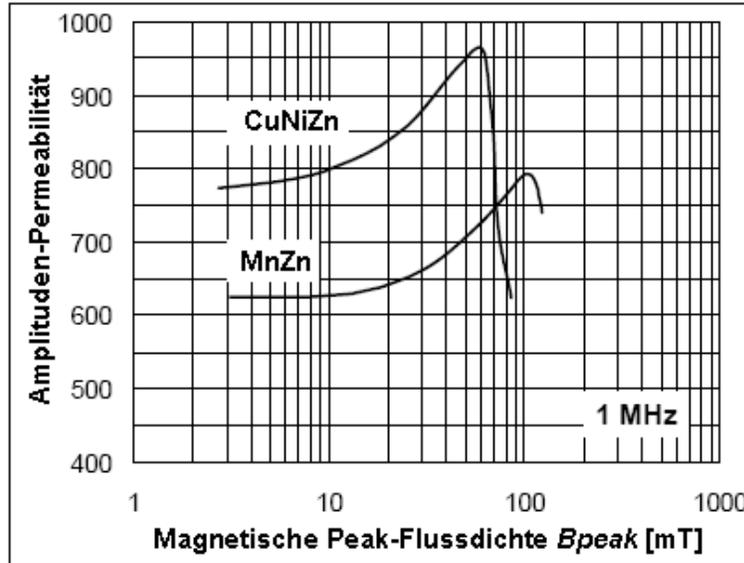


Abbildung 6: Amplituden-Permeabilität von CuNiZn- und MnZn-Ferrit

Die gemessene leistungsbezogene Amplituden-Permeabilität der LTCC-Ferrite fällt oberhalb der Sättigungsflussdichten bei einer Frequenz von 1MHz bei 50mT für CuNiZn- und 100mT für MnZn-Ferrit stark ab [69]. Die Amplituden-Permeabilität weist für kleine magnetische Peak-Flussdichten trotzdem einen nahezu konstanten Wert auf der für die in dieser Arbeit üblichen Peak-Flussdichten im Transformator als Konstante verwendet werden kann.

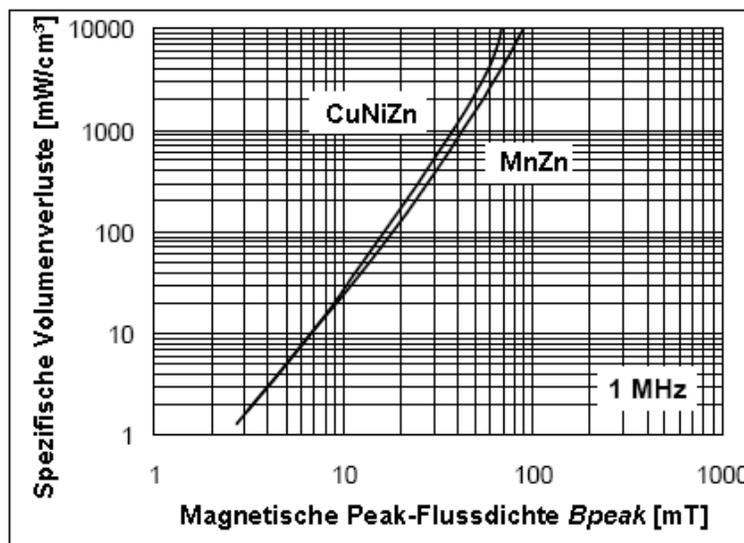


Abbildung 7: Spezifische Volumenverluste von CuNiZn und MnZn-Ferrit

Die gemessenen spezifischen Volumenverluste zeigen, dass CuNiZn-Ferrit bei einer Frequenz von 1MHz bei höheren Peak-Flussdichten etwas höhere Verluste hat als MnZn-Ferrit [69].

Neben den an Ringkernen gemessenen Parameter bestimmen vor allem die Messdaten einfacher mit den LTCC-Ferriten realisierter Strukturen das Design.

4.1.2 LTCC-Induktivitäten

Die Induktivität eines Leiters ist bei ausreichender Materialdicke (siehe auch Kapitel 4.1.3) direkt proportional zur relativen Permeabilität seiner Einbettung, bzw. zur effektiven Permeabilität der Kernstruktur (siehe auch Kapitel 2.3) [11]. Daher können sehr leicht Induktivitäten von einigen 10 μ H durch homogene Einbettung in Ferrit realisiert werden.

Eine ovale Windung mit Windungslänge 20mm und Windungsbreite 500 μ m zwischen einem oberen und einem unteren Block aus jeweils fünf MnZn-Ferrit-Lagen sollte daher beispielsweise eine berechnete Induktivität von $L_f = 2.2\mu$ H haben [17].

Dieser Netzfilter wurde zu Testzwecken sowohl zwischen CuNiZn- als auch MnZn-Ferrit in bereits beschriebenem LTCC-Verfahren (siehe Kapitel 1) mit Silberpaste gedruckt. Für größere Stromtragfähigkeit wurde die Windung jeweils über und unter einer zentralen Ferrit-Lage parallel geschaltet realisiert. Die Abmessungen des Testaufbaus mit seinen dann insgesamt 11 Lagen waren 11.3x6.5x1.0mm³.

Zwei Shunt-Kapazitäten von jeweils $C_f = 9.9\mu$ F wurden nach dem Sintern auf der Oberfläche montiert und der Spule parallel geschaltet, um einen Tiefpass-Filter zu generieren. Mit diesem kann man z.B. Leistung bei niedriger Frequenz aus einem Versorgungsnetz beziehen und hochfrequente Störsignale blockieren. Daher ist vor allem das DC-Verhalten dieses Filters von großem Interesse.

Es wurde sowohl eine Impedanz-Analyse der Spule als einzelnes Element als auch als Teil des Filters in einer Zweitormessung durchgeführt, um die Übertragungskurve sowie den Einfluss eines DC-Stroms durch den Filter zu sehen (siehe Abbildung 8-9). Der Peak bei der Grenzfrequenz f_g , abgeleitet aus der Resonanzfrequenz [17], ist ohne Vormagnetisierungsstrom sehr gut sichtbar

$$f_g = \frac{1}{\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (4.1.11)$$

und die abgelesenen Frequenzen von 70kHz im MnZn- (siehe Abbildung 8) bzw. 57 kHz im CuNiZn-Ferrit-Fall (siehe Abbildung 9) ergeben Induktivitäten von 2.1 μ H bzw. 3.1 μ H, die sehr gut mit Finite-Elemente-Methode-Simulationen [11], den Berechnungen, siehe oben und den gemessenen Permeabilitäten übereinstimmen (siehe Kapitel 4.1.1).

Die Breite des Peaks bei der Grenzfrequenz entspricht dem DC-Widerstand von 20m Ω und einem dazu gehörigen Verlust von 2W bei 10A.

Da der Filter nur durch Konvektion gekühlt wurde, erhitze er sich durch seine Verlustleistung auf etwa 100°C. Diese Temperatur kann man daher als Richttemperatur für mit LTCC-Ferriten realisierte Bauelemente annehmen (siehe auch Kapitel 4.2.3). Sie legt die Materialparameter entsprechend fest. Dies ist ein guter Grenzwert, da oberhalb der Curie-Temperatur von 240°C [11] die magnetische Ordnung der Domänenstrukturen durch zufällige thermische Effekte zerstört wird.

Die gemessenen Daten konnten wieder mit der üblichen Ersatzschaltung unter Berücksichtigung der Erwärmung und der B - H -Kurve (siehe Abbildung 10) erklärt werden. Die simulierten Kurven zeigen ebenfalls eine gute Übereinstimmung (siehe Abbildung 8-9).

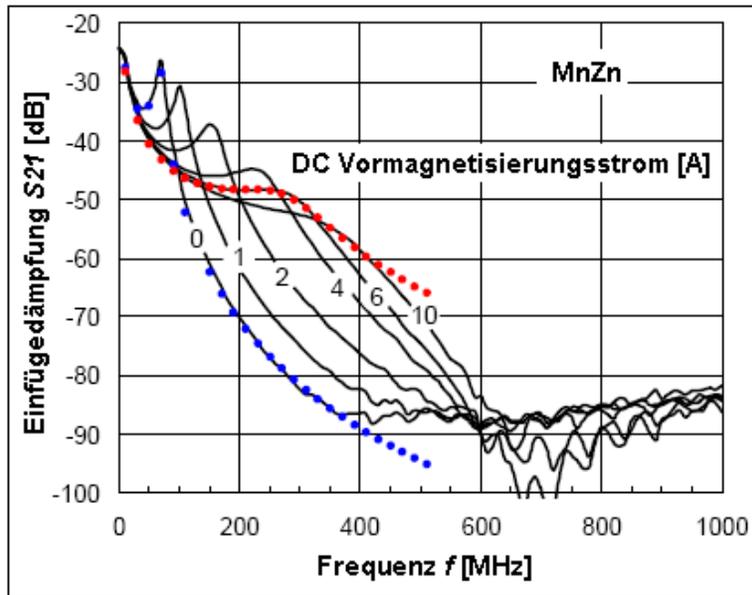


Abbildung 8: Einfügedämpfung des Netzfilters mit MnZn-Ferrit

Die gemessenen Einfügedämpfungen (Linien) stimmen recht gut mit den simulierten Daten (Punkte) der Ersatzschaltung überein, die thermische Effekte mit ein bezieht. Der Peak der Grenzfrequenz des Netzfilters ohne Vormagnetisierungsstrom bei 70kHz ergibt eine Induktivität von $2.1\mu\text{H}$ der Spule in MnZn-Ferrit, die mit zunehmendem Vormagnetisierungsstrom materialspezifisch abnimmt [69].

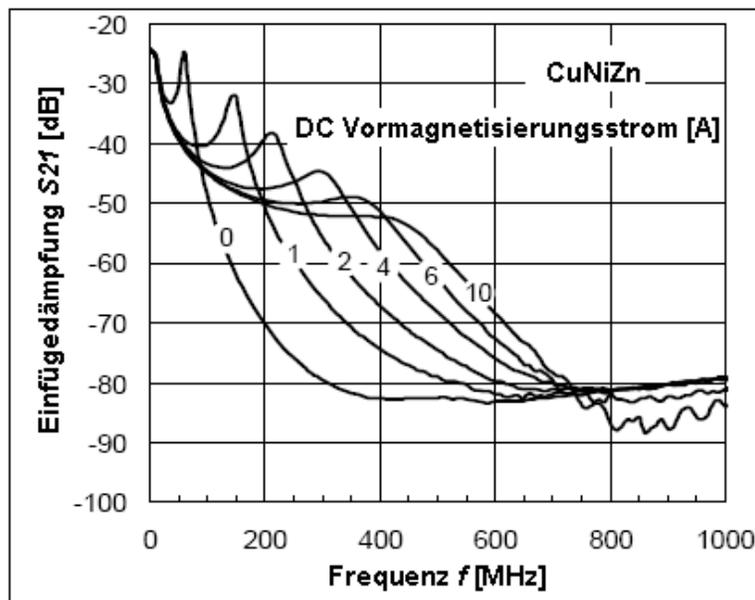


Abbildung 9: Einfügedämpfung des Netzfilters mit CuNiZn-Ferrit

Die gemessenen Einfügedämpfungen zeigen einen Peak der Grenzfrequenz des Netzfilters ohne Vormagnetisierungsstrom bei 57kHz der einer Induktivität von $3.1\mu\text{H}$ der Spule in CuNiZn-Ferrit entspricht, die ebenfalls wieder mit zunehmendem Vormagnetisierungsstrom materialspezifisch abnimmt [69].

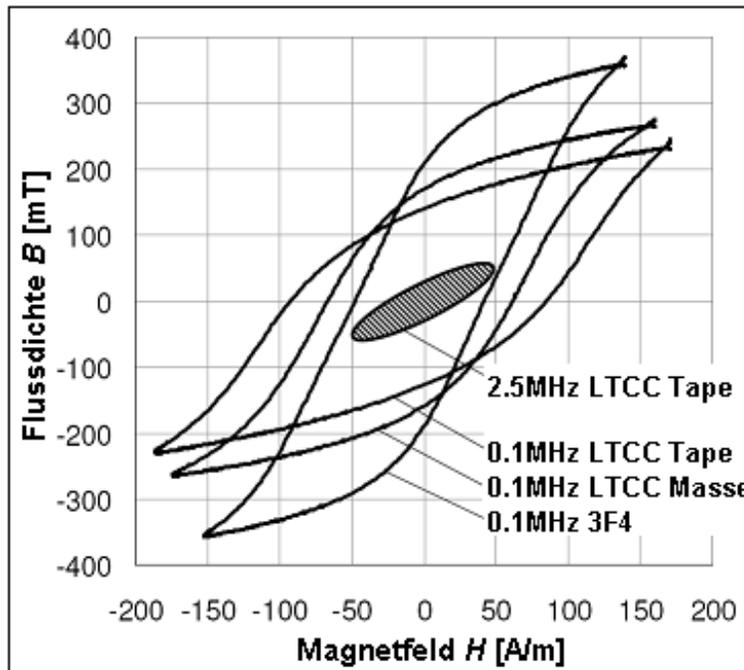


Abbildung 10: Messwerte der Hysterese von MnZn- und kommerziellem 3F4-Ferrit

Die Hysterese degeneriert bei hoher Frequenz zu einer einfachen Ellipse, da das Feld sich zu schnell ändert um die Domänen komplett auszurichten und die Verluste nehmen entsprechend ab [10].

Die Magnetisierung steigt mit zunehmendem Vormagnetisierungsstrom und der Steigung der B - H -Kurve der Ferrite was zu einer Verringerung der Kleinsignal-Permeabilität und damit auch der zugehörigen Induktivität führt (siehe Abbildung 8-9). Die stärkere Verschiebung der Grenzfrequenz beim CuNiZn- scheint hier auch auf eine Sättigung bei geringerer magnetischer Flussdichte als beim MnZn-Ferrit hin zu deuten.

Dieser Zusammenhang kann auch mit FEM-Simulationen [11] gezeigt werden. Dabei wird zunächst das Magnetfeld des DC-Stroms berechnet. Anschließend wird eine effektive B - H -Kurve (siehe Abbildung 11) mit einem verschobenen Arbeitspunkt für jedes Volumenelement abhängig von einer auf Hysterese-Messungen basierenden generierten Kurve und der lokalen Stärke des magnetischen Feldes bestimmt. Damit wird dann die absolute Induktivität berechnet [11]. Diese zeigt ebenfalls die Änderung der Induktivität des Netzfilters mit den beiden Ferriten als Funktion des DC-Vormagnetisierungsstroms (siehe Abbildung 8-9). Die Permeabilitäten für kleines und großes Magnetfeld um 1000 bzw. 10, entsprechend kleinem und großem DC-Vormagnetisierungsstrom, können gezeigt werden. Weiter kann auch die niedrigere Sättigungsflussdichte des CuNiZn-Ferrits gezeigt werden (siehe Abbildung 11).

Da Temperaturunterschiede einen großen Einfluss auf die Leitfähigkeit des Ferrits haben, steht die Glättung der Peaks der Grenzfrequenz direkt in Bezug zu den Beipass-Strömen durch den Ferrit. Dieser Widerstand wiederum fällt um nahezu zwei Größenordnungen von 10Ω m bei 20°C Raumtemperatur (blaue Punkte in Abbildung 8) auf 0.3Ω m bei 80°C (rote Punkte in Abbildung 8). Aus diesem Grund ist es auch von größter Wichtigkeit die Leitungsverluste zu minimieren und die Temperaturregelung zu optimieren.

Die normierte Permeabilität über der Frequenz (siehe Abbildung 12) zeigt weiter, dass eingebettete Leiter einen stärkeren Rückgang in der effektiv wirkenden Permeabilität erfahren als ihre zugehörigen Ring-Kern-Varianten. Dies ist bedingt durch den senkrechten Verlauf der

Flusslinien zu den Ferrit-Tape-Grenzschichten, im Gegensatz zur parallel Ausrichtung bei den Ringkernen. Dies führt bei eingebetteten Strukturen auch zu einem stärkeren Rückgang der Leck-Induktivitäten bei höheren Frequenzen (siehe auch Kapitel 4.3).

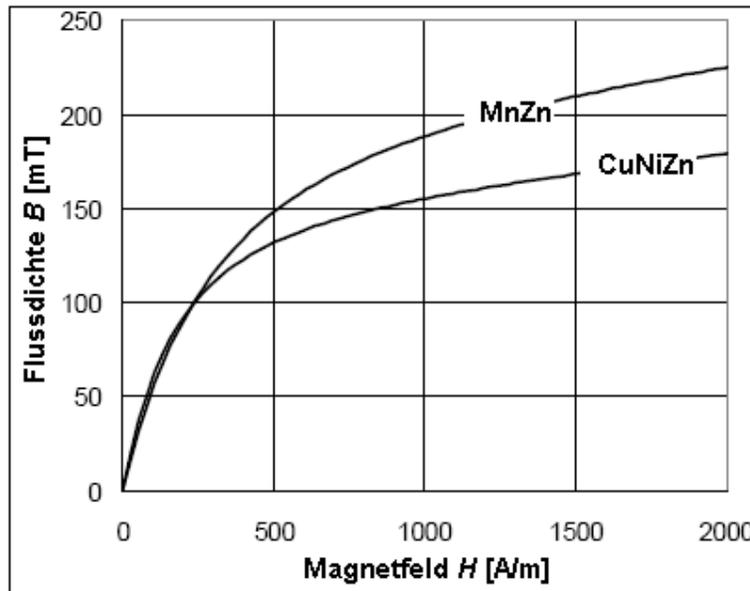


Abbildung 11: Effektive B - H -Kurve gewonnen aus FEM-simuliertem Magnetfeld des DC-Stroms und Hysterese-Messungen

CuNiZn- hat eine geringere Sättigungsmagnetisierung als MnZn-Ferrit [69].

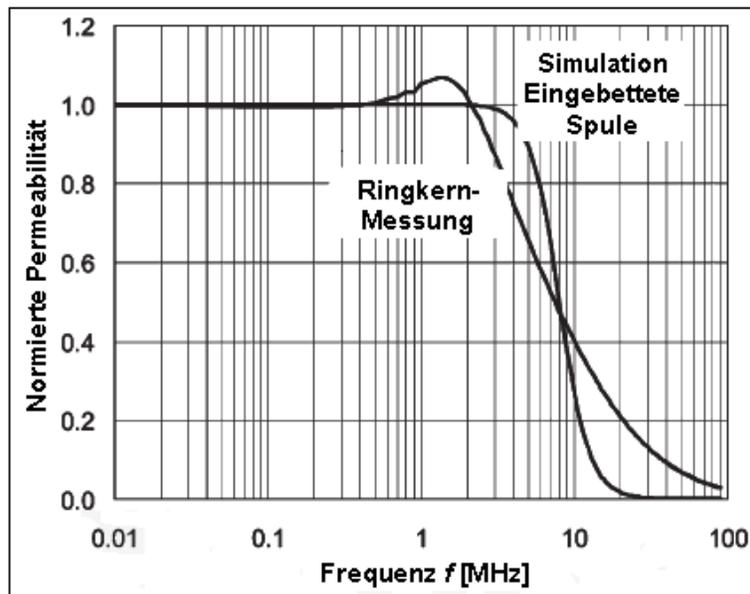


Abbildung 12: Normierte Permeabilität über Frequenz

Die effektiv wirkende Permeabilität, hier normiert auf 1 bei niedrigen Frequenzen, einer simulierten in CuNiZn eingebetteten Struktur fällt schneller als die zugehörige gemessene Ring-Kern-Variante. Die Simulation berücksichtigt der Einfachheit halber das Maximum kurz vor der Resonanzfrequenz nicht [69].

Daneben ist noch der magneto-elastische Effekt der eine Beziehung zwischen der Magnetisierung und der relativen Längenänderung darstellt von Bedeutung. Die Induktivität ist daher von der Verspannung des Ferrits abhängig (siehe Abbildung 13).

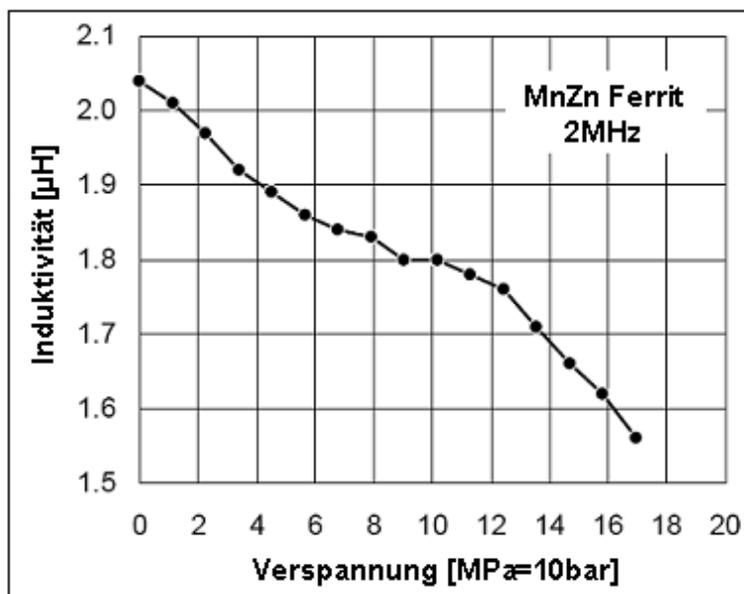


Abbildung 13: Gemessener Induktivitätsverlust über Verspannung

Die Induktivität einer in MnZn-Ferrit eingebetteten Spule nimmt mit steigender mechanischer Verspannung stark ab, entsprechend der Abnahme der relativen Permeabilität auf Grund des magneto-elastischen Effekts [50].

Dieser zeigt sich z.B. durch einen Verlust der relativen Permeabilität bei gemeinsamer Sinterung der Ferrit-Lagen mit anderen nicht-angepassten Materialien unterschiedlicher Ausdehnungskoeffizienten, wie dielektrischen Decklagen für Isolierung und SMD-Bestückbarkeit, durch die entstehende mechanische Verspannung. Diese wird hergeleitet aus der Elastizitätstheorie [70] mit den Zug-Verspannungen im Material 1 des Ferrits σ_1 höheren und den Druck-Verspannungen im Material 2 des Dielektrikums σ_2 niederen thermischen Ausdehnungskoeffizienten $\alpha_{1,2}$, mit jeweiliger Material-Dicke $d_{1,2}$, den Poisson-Zahlen $\nu_{1,2}$, den Young-Elastizitätsmodulen $E_{1,2}$ und der Temperaturdifferenz ΔT als:

$$\sigma_1 d_1 = -\sigma_2 d_2 = \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) \Delta T}{\frac{(1 - \nu_1)}{E_1 d_1} + \frac{(1 - \nu_2)}{E_2 d_2}} \quad (4.1.12)$$

Der magneto-elastische Effekt kann aber auch durch externen Druck auf gesinterte Ferrit-Mehrlagen-Strukturen herbeigeführt werden. Die hierbei resultierenden Verspannungen liegen meist nur im Bereich einiger 10MPa, können aber bereits weitreichenden Einfluss auf die magnetischen Eigenschaften haben. So kann eine Entmagnetisierung von 1% pro MPa durch diese umgekehrte Magnetostriktion beobachtet werden [11] (siehe Abbildung 13).

Da es bei einer Mehrlagen-Struktur jedoch zu mehreren 100MPa Verspannung kommen kann, müssen Ferrit-Schichten in der LTCC-Technologie für eine Co-Sinterung mit großer Sorgfalt exakt angepasst werden [71].

Weiter ermöglicht diese Abhängigkeit der relativen Permeabilität von der Gitter-Verspannung des Ferrits ein einfaches Design von Drucksensoren oder veränderlichen Induktivitäten.

Beim Design kompletter Transformatoren sind jedoch noch weitere Dinge zu beachten.

4.1.3 LTCC-Transformatoren

Zunächst einmal soll der allgemeine Aufbau des Transformators beschrieben werden um dann über einzelne Vorüberlegungen auf die Entstehung des Modells überzugehen.

Da ein speziell kleiner Transformator für eine Frequenz von 2.5MHz gefordert war, der nach Möglichkeit durch seine flache Bauform SMD-Bestückbarkeit gewährleisten sollte, wurde von einer planaren Spulen-Struktur zwischen horizontal verlaufenden Tapes ausgegangen. Die Windungen gleichen inneren Spulendurchmessers wurden für eine gute Kopplung mit möglichst kleinem Abstand symmetrisch übereinander angeordnet. Dies ist von großer Bedeutung da die Kopplung mit fallendem Abstand steigt [72], siehe auch später. Unterschiedliche Windungszahlen für die Transformation mit z.B. den Primär- außen und Sekundärwindungen innen (siehe auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2) wurden realisiert.

Die einfachste Idee war das bestehende funktionierende Konzept eines Transformators mit dem typischen E-I-Kern [69] (siehe auch Abbildung 4 in Kapitel 3.1.2) durch Verschaltung in einzelne Transformatoren zu zerlegen. Damit sollte die Baugröße, durch Reduktion der Lagenzahl, damit des Flusses und dadurch auch der Höhe der I-Teile des Kerns verringert werden. Dies kann jedoch direkt auf Grund des großen Einflusses der Leistungsverluste (siehe Kapitel 4.1.2 und Kapitel 4.4.2) verworfen werden. Dies soll an Hand des folgenden Vergleichs eines Transformators der Windungszahlen $N_{1,2}$ und eines reduzierten Transformators mit um den Faktor r_r reduzierten Windungszahlen $N_{r1,r2}$ gezeigt werden:

$$N_{r1,r2} = \frac{N_{1,2}}{r_r} \quad (4.1.13)$$

Der magnetische Gesamtfluss Φ wird entsprechend den Leerlaufregeln eines Transformators [17] durch die Parameter der Primärseite, der an der Primärseite angelegten Eingangsspannung U_1 , der Betriebsfrequenz f und der primären Windungszahl N_1 bestimmt:

$$\Phi = \frac{U_1}{2\pi f N_1} \quad (4.1.14)$$

Nimmt man nun in erster Näherung an die magnetischen Verluste würden quadratisch vom Gesamtfluss abhängen, obwohl sie sogar stärker als quadratisch mit dem Gesamtfluss bzw. der Peak-Flussdichte anwachsen, wie später gezeigt wird (siehe Kapitel 4.2.3), so kann man die magnetischen Verluste des reduzierten Transformators durch Reduktion der angelegten Spannung um den Faktor n , z.B. durch serielle Verschaltung von n Einheiten reduzieren.

Eine Gleichheit der magnetischen Verluste

$$n \left(\frac{U_1/n}{N_{r1}} \right)^2 = \left(\frac{U_1}{N_1} \right)^2 \quad (4.1.15)$$

ist für $n = r_r^2$ gegeben. Damit ergibt sich, ausgehend von der üblichen Näherung der Abhängigkeit der Induktivität vom Quadrat der Windungszahlen [17], dass die Leitungsverluste, die bekanntlich linear mit der Leiterlänge anwachsen dadurch um den Faktor r_r anwachsen würden. Dies würde also, wie eingangs erwähnt, nur bei verschwindend geringen Leitungsverlusten eine Gleichheit der Gesamtverluste ergeben. Die durch die Verschaltung erreichte Höhenreduktion würde also auch in einem großen Zuwachs der Gesamtverluste resultieren, auf Grund des großen Einfluss der Leitungsverluste (siehe Kapitel 4.1.2 und Kapitel 4.4.2).

Die nächste Idee war, auf den getrennt hergestellten und später befestigten E-I-Kern (siehe Abbildung 4 in Kapitel 3.1.2), der Kosten und Komplexität erhöht und eine Integration verhindert, gänzlich zu verzichten und eine homogen eingebettete Struktur in Betracht zu ziehen. Dadurch wollte man die durch den aufgesteckten Kern entstehende Baugröße wieder verringern und den Einfluss auf die Kopplung untersuchen.

Ein komplett in ein Dielektrikum eingebetteter Transformator verhält sich jedoch wie jeder homogen strukturierte ferritlose Transformator, z.B. kernlose Transformatoren [73]-[74], da in diesem Fall die Kopplung k der primären und sekundären Flüsse $\Phi_{1,2}$ nicht vom umgebenden Material abhängt [17]. Dies ist der Fall da sich die gleiche relative Permeabilität μ_r , die bei homogen in ein Dielektrikum eingebetteten Strukturen gleich 1 ist, in den Produkten aus Induktivitäten $L_{1,2}$ und Strömen $I_{1,2}$ kürzt:

$$k = \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{L_1 I_1}{L_2 I_2} \quad (4.1.16)$$

Die resultierende schlechte Verkopplung zweier einzelner identischer quadratischer übereinander angeordneter Windungen (vgl. auch Abbildung 15) der Kantenlänge a_w ist zunächst dadurch bedingt, dass bei gleichen Windungsbreiten w_w praktisch nur der Abstand d_w der Windungen einen Einfluss hat. Dieser Abstand wird im Allgemeinen durch die realisierbaren Schichtdicken begrenzt. Diese relative Unabhängigkeit von der lateralen Struktur kann man ebenfalls leicht über das Linienintegral des Vektorpotentials (siehe auch Kapitel 3.2.1) [17] mit auf die Windungsbreite w_w normierten Größen zeigen (siehe Abbildung 14).

Der ferritlose Transformator erreicht weiter, auf Grund seiner geringen Induktivitäten, resultierend aus dem mangelnden Ferrit, als einziger lediglich bei viel höheren Frequenzen als den angestrebten 2.5MHz sein Kopplungsniveau (siehe auch Kapitel 4.3), da die nötige Induktivität mit der Frequenz fällt (siehe auch Kapitel 4.2.2).

Die nächste homogene Struktur des komplett in Ferrit eingebetteten Transformators [75], der in erster Näherung einer LTCC-Induktivität entspricht (siehe auch Kapitel 4.1.2), zeigt zunächst einmal ebenfalls den Effekt der Kopplungsabhängigkeit vom Abstand.

Weiter wird die Verkopplung jedoch noch durch die Brechung der Flusslinien an den Grenzflächen der senkrecht zur Ausbreitungsrichtung verlaufenden Ferrit-Tapes hoher relativer Permeabilität verschlechtert. Dies wird im Folgenden beim Platten-Transformator anschaulich erklärt (siehe auch Abbildung 15). Dieser Strukturierungseffekt schließt die

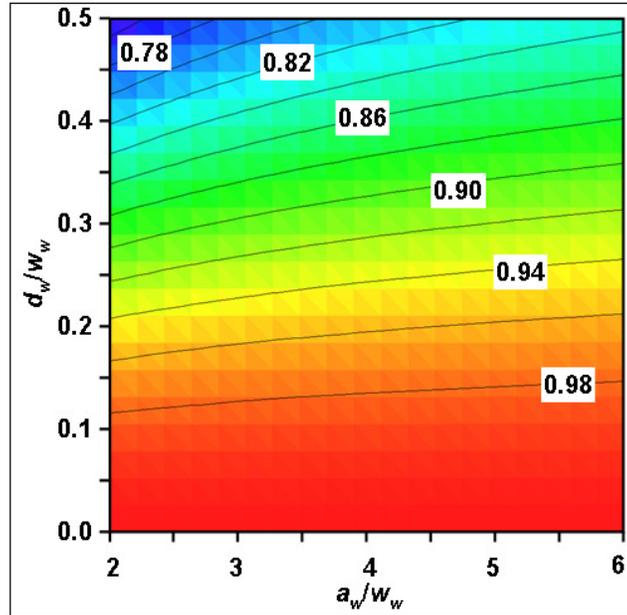


Abbildung 14: Höhenlinien-Plot der Kopplung k zweier identischer quadratischer Windungen

Die Kopplung hängt bei LTCC-üblichen Größen und gleicher Windungsbreite w_w (siehe Kapitel 4.3) praktisch nur vom Abstand der Windungen d_w und nicht von der Kantenlänge a_w ab [69].

Flusslinien noch etwas enger um die Windungen als beim ferritlosen Transformator. Er tritt bei einer Kern-Struktur wie den Ringkern-Messungen (siehe Kapitel 4.1.1) nicht auf, da die Ferrit-Tapes hier parallel zur Ausbreitungsrichtung der Flusslinien angeordnet sind.

Ein innovativer heterogener Aufbau mit einer Kern-Struktur zur Verbesserung der Kopplung ist also zwingend von Nöten. Dies bedeutet, dass die Feldlinien durch die Anwesenheit von Ferrit einen anderen Verlauf bekommen und z.B. ein E-I-Kern die Feldlinien führt. Die herkömmliche hybride Variante der E-I-Kern-Struktur weist jedoch auch das Problem hoher Ferrit-Volumen und damit hoher Ferrit-Verluste auf (siehe Kapitel 4.2.3). Eine neue Kern-Struktur zur Flussführung musste also gefunden werden um diese Aufgabe zu bewältigen.

Die Idee ausgedehnter Kern-Schichten um die Windungen eines DC-DC-Wandlers [76] führte zu einer neuen weiter entwickelten hybriden Struktur, dem sogenannten Platten-Transformator aus dielektrischem Board und Ferrit-Platten auf Ober- und Unterseite, die genau die Windungen überdecken [77].

Es kann mit den obigen Stetigkeitsbedingungen für die Normal- und Tangentialkomponenten der magnetischen Flussdichte $B_{n1,n2}$ bzw. des Magnetfeldes $H_{t1,t2}$ (siehe Gleichung (2.2.6)-(2.2.7) in Kapitel 2.2) sehr schnell gezeigt werden, dass die magnetischen Feldlinien an einer Grenzfläche gebrochen werden, wenn sich zwei aneinander grenzende Schichten in der relativen Permeabilität unterscheiden. Daher wird der magnetische Fluss, der im Querschnitt der Primärwindungen entsteht und dort durch die geringen Abstände praktisch homogen senkrecht zu den Windungen verläuft, entsprechend der Winkel $\theta_{1,2}$ relativ zur Flächennormalen, am Ort der Ferrit-Platten mit hoher relativer Permeabilität μ_r nahezu senkrecht in die Waagrechte gebrochen (siehe Abbildung 15) [17]

$$\tan(\theta_1) = \frac{B_{t1}}{B_{n1}} = \frac{B_{t2}}{\mu_r B_{n2}} = \frac{1}{\mu_r} \tan(\theta_2) \quad (4.1.17)$$

um dort gebündelt sehr flach und nahe am dielektrischen Board nach außen geführt zu werden und sich am Ende der Platte, außerhalb der Primär- und Sekundärwindungen, wieder zu schließen (siehe auch Abbildung 15). Dies führt zu einem nahezu rechteckigen Verlauf und sehr guter Verkopplung, da praktisch alle sekundären Windungsquerschnitte vom ganzen Fluss durchdrungen werden. Die Induktivität ist dabei trotz der durch den Luft-Spalt des dielektrischen Boards resultierenden effektiven Permeabilität (siehe auch Kapitel 2.3) hoch genug um beim gewünschten Frequenzbereich noch eine ausreichende Kopplung zu gewährleisten (siehe auch Kapitel 4.2-4.3).

Dies wurde wieder am einfachen Beispiel zweier identischer quadratischer übereinander angeordneter Windungen gezeigt (siehe Abbildung 15). In einer FEM-Simulation wurden $15\mu\text{m}$ dicke Windungen der Kantenlänge $a_w = 4\text{mm}$, Windungsbreite $w_w = 200\mu\text{m}$ und des Abstandes $d_w = 200\mu\text{m}$ in einem Dielektrikum der Gesamtdicke 0.26mm zwischen Ferrit-Platten der jeweiligen Dicke 1mm realisiert. Die relative Permeabilität der Ferrit-Platten μ_r wurde dabei von 1 schrittweise auf 1000 erhöht. In der Primärwindung floss ein Strom von 1A während die Sekundärwindung offen war.

Der Übergang von der konzentrischen Verteilung der magnetischen Flussdichte B um die einzelnen Windungen zu der nahezu rechteckigen Form in den Ferrit-Platten kann sehr gut beobachtet werden. Dieser beginnt bereits bei einer relativen Permeabilität der Ferrit-Platten um 10 und erreicht seinen Höhepunkt bei einem Wert von etwa 100. Für höhere Werte ändert sich die Verteilung der magnetischen Flussdichte kaum noch, da der Brechungseffekt sein Maximum bereits so gut wie erreicht hat und kaum mehr Flusslinien nach außen geführt werden können.

Es wurden außerdem die Flüsse in der Primär- und Sekundärwindung und aus deren Verhältnis auch die Kopplung bestimmt. Aus dem Fluss in der Primärwindung wurde weiter die Induktivität der Primärwindung L bestimmt. Es zeigt sich sehr deutlich, dass die Flüsse und die Induktivität der Primärwindung ebenfalls praktisch nur bis zu einem Wert der relativen Permeabilität der Ferrit-Platten von etwa 100 zunehmen. Dies ist darin begründet, dass die effektiv am Ort der Windungen wirkende Permeabilität der Ferrit-Platten ab diesem Wert kaum mehr steigt (siehe auch Kapitel 4.2.1).

Auch die Kopplung nimmt danach nur noch unwesentlich zu. Der Grund hierfür ist wieder, dass der Brechungseffekt der Feldlinien sein Maximum nahezu bereits erreicht hat und nicht mehr Feldlinien nach außen geführt werden können.

Dadurch kann ein Abschätzungskriterium für die relative Permeabilität des Ferrits angegeben werden. Sie sollte, bei üblicher Größe für den Luft-Spalt (siehe Kapitel 4.2), einen Wert von 100 nicht unterschreiten. Daher ist der oben beschriebene MnZn-Ferrit ausreichend (siehe Kapitel 4.1.1).

Weiter ist von größter Wichtigkeit, dass die Platten die Windungen exakt überdecken, da sich bei zu kleiner Fläche die Feldlinien bereits wieder zwischen den Windungen, speziell einer Schicht mit vielen Windungen schließen. Bei zu großer Fläche bilden sich lediglich weitere mögliche Pfade zwischen den Windungen nach außen. Beides verringert die Kopplung durch die entstehenden Streuflüsse. Außerdem werden im Fall der zu großen Ferrit-Platten durch das entstehende größere Ferrit-Volumen auch mehr Verluste generiert (siehe auch Kapitel 4.2.3).

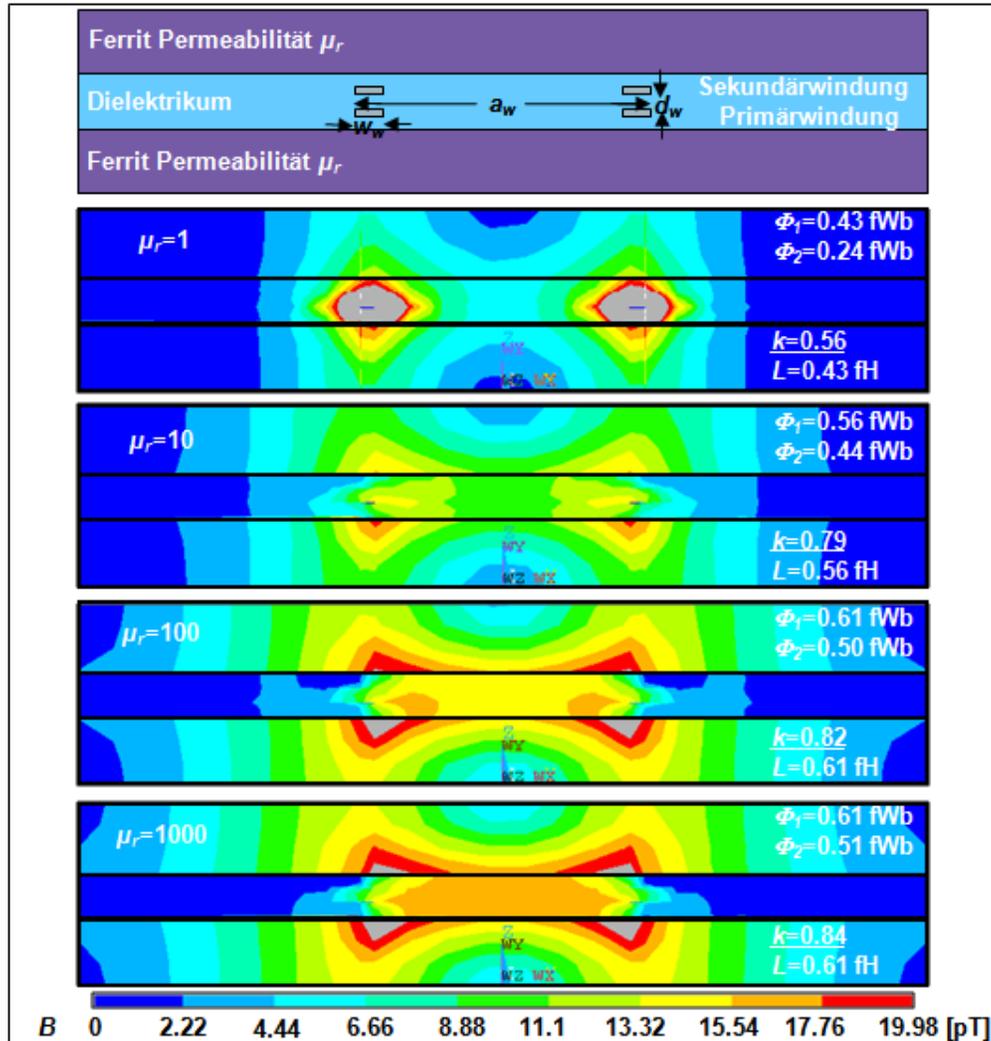


Abbildung 15: Querschnitt der Frontalansicht des FEM-Modells zweier identischer quadratischer Windungen der Dicke $15\mu\text{m}$ in Dielektrikum der Dicke 0.26mm mit Windungsbreite $w_w = 200\mu\text{m}$, Abstand der Windungen $d_w = 200\mu\text{m}$ und Kantenlänge $a_w = 4\text{mm}$

Der Aufbau mit aufgelegten Ferrit-Platten der jeweiligen Dicke 1mm ist in der ersten Grafik zu sehen. Die vier unteren Grafiken zeigen Farbspektrum-Plots der Verteilung der magnetischen Flussdichte B in diesem einfachsten Fall des Platten-Transformators für steigende relative Permeabilität der Ferrit-Platten μ_r . Ab einem Wert von $\mu_r = 100$ ergibt sich ein nahezu waagrechter Verlauf für B in den Bereichen der Ferrit-Platten durch Brechung der Feldlinien an der Grenzfläche Dielektrikum zu Ferrit. Ab diesem Wert erhöhen sich Induktivität, Flüsse und Kopplung auch nur noch unwesentlich. Die grauen Bereiche sind außerhalb der verwendeten einheitlichen Skala [50].

Um eine Abschätzung für die Kopplung und den maximal möglichen Abstand der Ferrit-Platten zu den Windungen zu bekommen, wurde eine weitere FEM-Simulation durchgeführt. Wieder wurde ein Modell aus zwei einzelnen identischen quadratischen Windungen verwendet (vgl. auch Abbildung 15). Die Windungsbreite betrug $w_w = 200\mu\text{m}$, die Kantenlänge der Spulen $a_w = 1200\mu\text{m}$ und der Abstand der beiden Windungen zueinander $d_w = 100\mu\text{m}$. Mit Ferrit-Platten der Dicke $500\mu\text{m}$ und der relativen Permeabilität 500 sind

diese bei einer Frequenz von 2.5MHz für kleine Abstände sehr gut verkoppelt (siehe auch Abbildung 16).

In einem Transformator des üblichen Aufbaus mit acht Metallisierungsebenen (siehe auch Kapitel 4.2) wird bei einem maximalen Abstand von 405µm einer Windung vom Ferrit, bedingt durch drei Metallisierungsebenen der Dicke 15µm und vier dielektrischen Schichten der Dicke 90µm (siehe auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2), immer noch über 90% Kopplung erreicht. Daher ist ein solcher Aufbau mit Ferrit-Platten für unseren angedachten Transformator möglich.

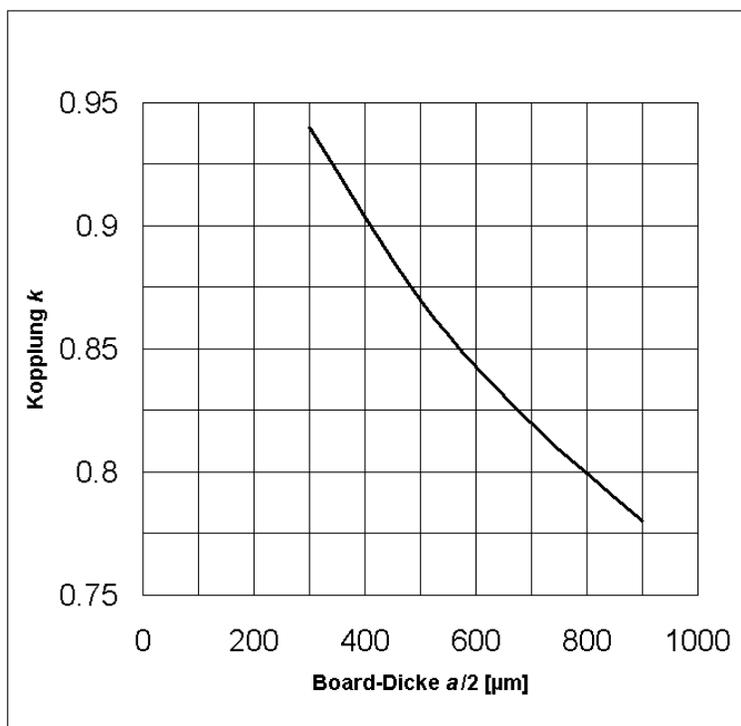


Abbildung 16: Kopplung k über Board-Dicke $a/2$ zweier einzelner gleicher Windungen bei 2.5MHz

Die Kopplung nimmt zunächst linear mit der Board-Dicke ab und nähert sich dann asymptotisch 0.7 dem Wert für den homogen in ein Dielektrikum eingebetteten Fall an.

Die minimale Dicke d_{min} einer Ferrit-Platte kann über die magnetische Sättigungsflussdichte im MnZn-Ferrit von $B_{max} = 40\text{mT}$ bei der Betriebsfrequenz $f = 2.5\text{MHz}$ abgeschätzt werden.

Diese sollte auch am Ort höchster Flussdichte, auf dem inneren Umfang $2\pi r_i$ der innersten Windung, nicht überschritten werden. Der magnetische Fluss eines 4:16-Transformator mit Innendurchmesser $2r_i = 6\text{mm}$, der mit $N_2 = 16$ Sekundärwindungen die Leistung $P_{aus} = 100\text{W}$ an ohmscher Last $R_{Last} = 25\Omega$ mit einer Lastspannung U_2 überträgt, ist weiter wieder [17]

$$\Phi = \frac{U_2}{2\pi f N_2} = \frac{\sqrt{2 R_{Last} P_{aus}}}{2\pi f N_2} \quad (4.1.18)$$

$$d_{min} = \frac{\Phi}{2\pi r_i B_{max}} \quad (4.1.19)$$

und der abgeschätzte Wert von $53\mu\text{m}$ ergibt damit auch ein sehr geringes Ferrit-Volumen, das die Ferrit-Verluste (siehe auch Kapitel 4.2.3) bei gleich bleibenden Leitungsverlusten stark reduziert, was einer höheren übertragenen Leistung und besserem Wirkungsgrad entspricht.

Im Folgenden soll auf die Generierung des Modells aus diesen Vorüberlegungen eingegangen werden.

4.2 Modell

Da viele Formeln für Induktivitäten von Spulen bereits bekannt sind [78]-[79], lag die Idee nahe auch die restlichen Effekte im Transformator durch einfache analytische Formeln [17] auszudrücken.

Ohmsche Widerstände und parasitäre kapazitive Effekte innerhalb der primären und sekundären Spulen, die sich aus dem extremen Aspektverhältnis des planaren Spulenaufbaus ergeben, können dabei einfach mit den Formeln für den Widerstand pro Länge und den Platten-Kondensator berechnet werden.

Die beiden parasitären Kapazitäten die zwischen den direkt angrenzenden Windungsebenen der Primär- und Sekundärspule entstehen (siehe auch Abbildung 18) bilden hingegen zusammen mit einer der N_{m2} Metallisierungsebenen der stärker induktiven sekundären Induktivität L_2 jeweils einen LC -Band-Stopp-Effekt (siehe Abbildung 17). Dieser ist in dem hier angestrebten einstelligen MHz-Bereich für hybride Strukturen mit Standard-Basis-Tapes niedriger Permittivität vernachlässigbar. Er kann über die effektiven Kondensator-Fläche der beiden Spulen, welche der einer internen sekundären Kapazität C_{2e} entspricht und der daraus resultierenden kleinst möglichen Frequenz f_{min} (vgl. auch f_g in Gleichung (4.1.11) in Kapitel 4.1.2) bei der der Effekt bemerkbar ist, mit der folgenden Relation abgeschätzt werden:

$$f_{min} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_2 / N_{m2} C_{2e}}} . \quad (4.2.1)$$

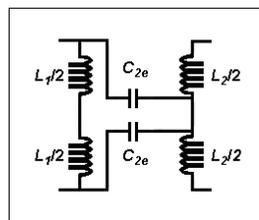


Abbildung 17: Band-Stopp im LTCC-Transformator am Beispiel $N_{m2} = 2$

Je eine parasitäre Kapazität zwischen den Spulen bildet zusammen mit der direkt angrenzenden stärker induktiven Spulenebene jeweils einen LC -Band-Stopp aus.

Wie bereits erwähnt sind viele Berechnungen mit Schaltungssimulationen die in ihren Schaltungselementen größtenteils eingegebene Messdaten benutzen bekannt [57]-[66], da bei der hier angestrebten Frequenz die Wellenlänge noch groß im Vergleich zum Bauelement ist [17] und man daher mit sogenannten konzentrierten Elementen (lumped elements) arbeiten kann.

Diesen Schaltungssimulationen liegen ebenfalls analytische Formeln zu Grunde.

Somit lässt sich nun schnell ein LTCC-Transformator im üblichen schichtweisen Aufbau komplett analytisch charakterisieren, in dem man aus Layout-Parametern (siehe Abbildung 18) eine virtuelle Ersatzschaltung (siehe Abbildung 19) berechnet und damit, neben der üblichen Einfüge-Dämpfung [69] auch die Leistungsdaten [16]. Einzige Voraussetzung ist, dass der Aufbau der Windungen, wie bereits beschrieben, durch Symmetrie gute Kopplung gewährleistet, was jedoch Grundvoraussetzung eines jeden Transformatoraufbaus sein sollte.

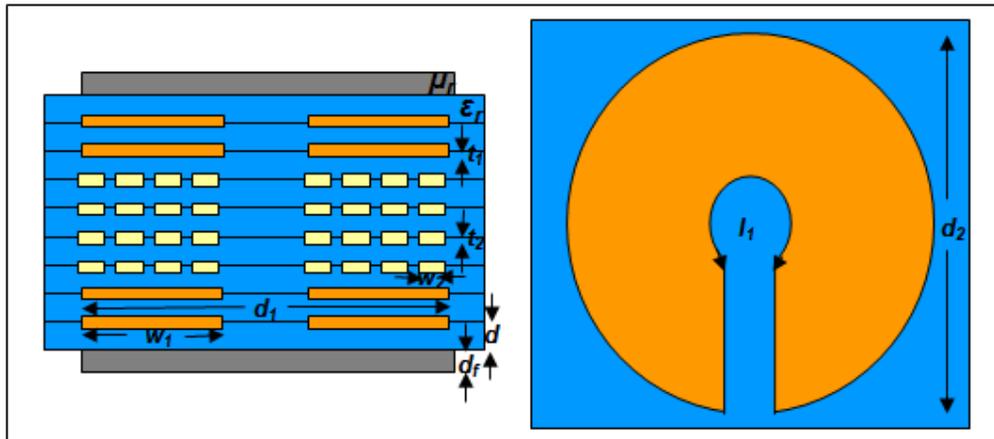


Abbildung 18: Querschnitt der Frontalansicht (links) und Draufsicht (rechts) des schematischen Transformator-Layouts

Eingetragen sind die Größen- und Material-Parameter primäre Spulenlänge einer Schicht l_1 , primäre und sekundäre Windungsbreite $w_{1,2}$, Metallisierungsdicke $t_{1,2}$, erster und zweiter äußerer Spulendurchmesser $d_{1,2}$, Abstand zwischen den Metallisierungsebenen d , Dicke der Ferrit-Platten d_f sowie relative Permittivität des dielektrischen Materials ϵ_r und relativer Permeabilität der Ferrit-Platten μ_r für einen Transformator mit 4 äußeren und 16 inneren Windungen. Nicht eingetragen ist der Einfachheit halber die sekundäre Spulenlänge einer Schicht l_2 , die der Summe der Länge aller inneren Windungsumfänge der sekundären Spiralspule entspricht.

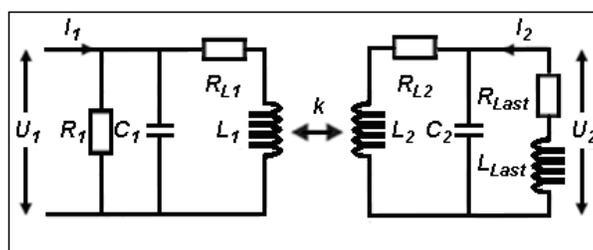


Abbildung 19: Virtuelle Transformator-Ersatzschaltung

Modell mit primären und sekundären Induktivitäten $L_{1,2}$, Leitungswiderständen $R_{L1,2}$, internen Gesamtkapazitäten $C_{1,2}$, Ferrit-Verlust-Widerstand R_f , Kopplung k , ohmschen und induktiven Last-Anteilen R_{Last} und L_{Last} sowie Eingangs- und Last-Spannungen $U_{1,2}$ und -Ströme $I_{1,2}$

Die Berechnung der Parameter dieser Schaltung und die Überlegungen die zu Grunde liegen sollen im Folgenden ausgeführt werden.

4.2.1 Schaltungsparameter

Ausgehend von obigen Betrachtungen können folgende Berechnungen ausgeführt werden.

Der Luft-Spalt a , der der doppelten Board-Dicke entspricht, kann aus primärer und sekundärer Metallisierungsdicke $t_{1,2}$, dem Abstand zwischen den Metallisierungsebenen d und der jeweiligen Anzahl der jeweiligen Schichten $N_{m1,m2,d}$ berechnet werden zu

$$a = 2(N_{m1}t_1 + N_{m2}t_2 + N_d d) \quad . \quad (4.2.2)$$

Die mittleren horizontalen und vertikalen Längen und Flächen des magnetischen Flusses $l_{h,v}$ und $A_{h,v}$ eines LTCC-Transformators mit je $d_k = 1\text{mm}$ dicken I-Teilen des kommerziellen E-I-Kerns (siehe auch Abbildung 4 in Kapitel 3.1.2) [17], der vollständige Flussbündelung gewährleistet, werden aus primärer Windungsbreite w_1 und erstem und zweitem äußeren Spulendurchmesser $d_{1,2}$ gewonnen als

$$l_h = d_1 \quad (4.2.3)$$

$$l_v = \frac{a}{2} + d_k \quad (4.2.4)$$

$$A_h = (d_1 - 2w_1)(d_2 - 2w_1) \quad (4.2.5)$$

$$A_v = 2d_2d_k \quad (4.2.6)$$

aus denen auch die Kern-Parameter effektive magnetische Länge und Fläche l_e und A_e

$$l_e = \left(\frac{2l_v}{A_h} + \frac{l_h}{A_v} \right)^2 \left(\frac{2l_v}{A_h^2} + \frac{l_h}{A_v^2} \right)^{-1} \quad (4.2.7)$$

$$A_e = \left(\frac{2l_v}{A_h} + \frac{l_h}{A_v} \right) \left(\frac{2l_v}{A_h^2} + \frac{l_h}{A_v^2} \right)^{-1} \quad (4.2.8)$$

berechnet werden.

Die effektive Permeabilität μ_e erhält man dann aus der relativen Permeabilität der Ferrit-Platten μ_r (siehe Gleichung (2.3.7) in Kapitel 2.3)

$$\mu_e = \frac{\mu_r}{1 + \frac{a}{l_e} \mu_r} \quad (4.2.9)$$

welche zusammen mit dem mittleren äußeren Spulenradius r_m

$$r_m = \frac{d_1 + d_2}{4} \quad (4.2.10)$$

die primäre Induktivität L_1 aus primärer Windungszahl N_1 und der Vakuum-Permeabilität μ_0 [17] ergibt

$$L_1 = N_1 \mu_0 \mu_e r_m \ln \left(\frac{d_1 + d_2}{w_1 + t_1} \right) . \quad (4.2.11)$$

Primäre und sekundäre Spulenhöhen $h_{1,2}$ sowie der Abstand zwischen den Spulen s , welcher negativ ist, wenn die sekundäre Spule wie üblich symmetrisch zwischen den Windungen der Primärspule untergebracht ist (siehe auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2)

$$h_1 = N_{m1} t_1 + N_{m2} t_2 + (N_d - 2)d \quad (4.2.12)$$

$$h_2 = N_{m2} t_2 + (N_{m2} - 1)d \quad (4.2.13)$$

$$s = -\frac{N_{m1}}{2} (t_1 + d) \quad (4.2.14)$$

ergeben primäre und sekundäre Leck-Induktivitäten $L_{l1,2}$ aus der sekundären Windungszahl N_2 , primärer und sekundärer mittlerer Windungslänge $l_{m1,m2}$ und mittlerer Weglänge der Flusslinien in Luft l_m , welche man nicht für die Berechnung der Kopplung k braucht [17]

$$L_{l1} = \frac{1}{6} \frac{\mu_0 \mu_e}{l_m} N_1^2 h_1 l_{m1} \quad (4.2.15)$$

$$L_{l2} = \frac{\mu_0 \mu_e}{l_m} N_2^2 \left[\left(\frac{h_1}{2} + s \right) l_{m1} + \frac{h_2}{3} l_{m2} \right] . \quad (4.2.16)$$

Die Kopplung k [17] ergibt sich dann zu

$$k = 1 - \frac{L_{l1}}{L_{l2}} \quad (4.2.17)$$

und die sekundäre Induktivität L_2 aus Verhältnis von Sekundär- zu Primärwindungszahl N_{21}

$$L_2 = N_{21}^2 L_1 . \quad (4.2.18)$$

Primäre und sekundäre Leitungswiderstände werden aus sekundärer Windungsbreite w_2 und spezifischem Widerstand ρ_s der Metallisierungslagen gewonnen zu

$$R_{L1,2} = N_{1,2} \rho_s \frac{l_{m1,m2}}{w_{1,2} t_{1,2}} \quad (4.2.19)$$

und primäre und sekundäre interne Gesamtkapazitäten $C_{1,2}$ [17] aus Vakuum- und relativer Permittivität der dielektrischen Schichten ϵ_0 und ϵ_r mit $x_{1,2}$ Anzahl dielektrischer Schichten innerhalb der Primär- oder Sekundärspule und nur direkt zwischen eigenen Metallisierungsebenen (siehe auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2)

$$C_{1,2} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{N_{1,2}}{N_{m1,m2}} \frac{l_{m1,m2} w_{1,2}}{x_{1,2} d} . \quad (4.2.20)$$

Damit lässt sich bereits das Übertragungsverhalten eines Transformators bestimmen welches maßgeblich für seine Funktion bei einer bestimmten Frequenz ist (siehe Kapitel 4.3) [69].

4.2.2 Einfügedämpfung

Die Einfügedämpfung als Maß der Übertragung eines Signals wird üblicherweise auch herangezogen um einen Transformator zu bewerten [80]. Sie kann aus den obigen, für die Kleinsignaldaten relevanten Größen bereits berechnet werden.

Ausgehend von der Impedanz des Transformators Z_t [17] mit dessen Gegeninduktivität M_t

$$Z_t = i2\pi f \begin{pmatrix} L_1 & M_t \\ M_t & L_2 \end{pmatrix} \quad (4.2.21)$$

$$M_t = k^2 L_1 L_2 \quad (4.2.22)$$

kann der Betrag dieser Einfügedämpfung S_{21} [dB] mit den Koeffizienten T_1-T_6 , aus der Frequenz f , der Impedanz des Systems Z_0 , sowie dem Fit ν an den Verlauf der relativen Permeabilität des verwendeten Ferrits über der Frequenz angegeben werden als:

$$|S_{21}| = 20 \log \left[\frac{T_1}{\sqrt{(T_2 - T_3 + T_4)^2 + (T_5 - T_6)^2}} \right] \quad (4.2.23)$$

$$T_1 = 4\pi f Z_0 k L_1 \nu N_{21} \quad (4.2.24)$$

$$T_2 = Z_0^2 \quad (4.2.25)$$

$$T_3 = (2\pi f k L_1 \nu N_{21})^2 \quad (4.2.26)$$

$$T_4 = \frac{(2\pi f)^2 C_1 Z_0^2 k L_1 \nu N_{21}^2}{k} \quad (4.2.27)$$

$$T_5 = \frac{2\pi f k L_1 \nu Z_0 (1 + N_{21}^2)}{k} \quad (4.2.28)$$

$$T_6 = (2\pi f)^3 C_1 (kL_1 v)^2 Z_0 N_{21}^2 \frac{1}{k^2 - 1} . \quad (4.2.29)$$

An Hand des Verlaufs und Betrags der Einfügedämpfung kann man ablesen bei welchen Frequenzen ein Transformator akzeptabel funktioniert. Aus dem Niveau der Einfügedämpfung kann, z.B. bei Messungen, auch wieder die Kopplung k gewonnen werden. Daher kann die Einfügedämpfung auch umgekehrt für eine Abschätzung der nötigen Induktivität für eine akzeptable Übertragung bei einer bestimmten Frequenz verwendet werden (siehe auch Kapitel 5).

Einfache Abschätzungen der Einfügedämpfung können weiter das Übertragungsverhalten eines Transformators in die drei wesentlichen Bereiche des niederen, mittleren und hohen Frequenzbereichs einteilen $S_{21nf,21mf,21hf}$ [dB] und erklären.

Im niederen Frequenzbereich S_{21nf} steigt sie in logarithmischer Skala linear mit der Frequenz

$$|S_{21nf}| = 20 \log \left(\frac{4\pi f N_2 k L_1}{N_1 Z_0} \right) \quad (4.2.30)$$

während sie im mittleren Frequenzbereich S_{21mf} aus den Windungszahlen und der Kopplung abschätzbar ist als

$$|S_{21mf}| = 20 \log \left(\frac{2k N_1 N_2}{N_1^2 + N_2^2} \right) . \quad (4.2.31)$$

Sie fällt im hohen Frequenzbereich S_{21hf} auf Grund des Prozentsatzes der Leck-Induktivitäten wieder ab. Der Einfluss der internen parasitären Kapazität (siehe Kapitel 4.3) wird in dieser einfachen Abschätzung jedoch nicht berücksichtigt:

$$|S_{21hf}| = 20 \log \left(\frac{2Z_0 k^2 N_1^2}{2\pi f L_1 v N_2^2 (1 - k^2)} \right) . \quad (4.2.32)$$

Weiter lässt sich noch ein zweites Maximum in hohen Frequenzbereich (siehe auch Kapitel 4.3) feststellen, das vom Rückgang der Permeabilität des verwendeten Ferrits (siehe auch Kapitel 4.1.1), dem damit verbundenen Rückgang der Streu-Induktivitäten durch den Rückgang des Brechungseffektes (vgl. auch Kapitel 4.1.3) und der daraus folgenden Verbesserung der Kopplung herrührt.

Aus dem Schnittpunkt der Näherungen bei niedrigen und mittleren Frequenzen lässt sich dann auch die Frequenz des Niveaus f_n , bei welcher der Transformator bereits nahezu den Punkt seiner besten Übertragung erreicht (siehe auch Kapitel 4.3), berechnen zu

$$f_n = \frac{Z_0 (l_e + a\mu_r)}{2\pi\mu_0\mu_r A_e (N_1^2 + N_2^2)} . \quad (4.2.33)$$

Obwohl man die wesentlichen Aspekte des Übertragungsverhaltens eines Transformators bereits an diesen Kleinsignaldaten ablesen kann, können sie das nicht-lineare Verhalten der Ferrite bei höheren Strömen und Spannungen nicht vorhersagen. Daher müssen auch diese Informationen bei höheren Leistungen in das Modell integriert werden, um einen kompletten Überblick geben zu können.

4.2.3 Leistungsdaten

Die leistungsrelevanten Daten eines Transformators werden durch die zwei wesentlichen Bereiche der Leitungs- und der magnetischen Verluste bestimmt.

Während die Leitungsverluste durch die seriellen Leitungswiderstände bestimmt sind, müssen die magnetischen Verluste durch einen parallelen effektiven ohmschen Widerstand, den Ferrit-Verlust-Widerstand (siehe auch Abbildung 19), aus den Materialparametern (siehe auch Kapitel 4.1.1) berechnet werden.

Die gemessenen spezifischen Volumenverluste werden dazu mit einer empirischen Formel beschrieben. Der Fit an die Kurve der spezifischen Volumenverluste $P_{V,spez}$ [mW/cm³] von Ferrit für die Betriebsfrequenz f [MHz] über der magnetischen Peak-Flussdichte B_{Peak} [mT] innerhalb der Ferrit-Platten [77] ergibt entsprechend der Steinmetz-Formel [81] folgende Abschätzung für die Ferrit-Verluste:

$$P_{V,spez} \left[\frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \right] = 0.07 (f[\text{MHz}] \cdot B_{Peak}[\text{mT}])^{2.7} . \quad (4.2.34)$$

Abbildung 20 zeigt dies exemplarisch für MnZn-Ferrit bei $f = 2.5\text{MHz}$ und einer Temperatur von 100°C .

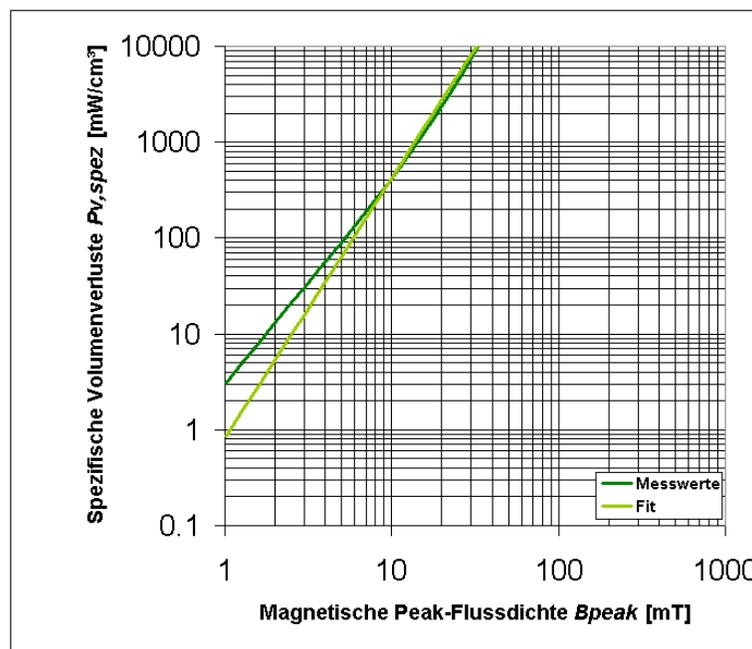


Abbildung 20: Spezifische Volumenverluste von MnZn-Ferrit für feste Frequenz $f = 2.5\text{MHz}$ bei 100°C als Funktion der magnetischen Peak-Flussdichte

Der fast lineare Verlauf der experimentellen Daten aus Ringkernmessungen in der log-log-Auftragung zeigt, dass das Verhalten gut mit einem Potenzgesetz nach (4.2.34) beschrieben werden kann.

Der räumliche Verlauf der Peak-Flussdichte innerhalb der Ferrit-Platten (siehe Abbildung 18 in Kapitel 4.2) kann in zwei Verläufe unterteilt werden. Erstens in einen lateralen Verlauf, der entsprechend der üblichen radialen Abnahme der magnetischen Flussdichte einem $1/r$ -Abfall folgt [17] und zweitens in einen vertikalen Verlauf in z -Richtung, der einem exponentiellen Abfall folgt. Dieser Verlauf wurde ursprünglich aus FEM-Simulationen hergeleitet (siehe hierzu Abbildung 21-22). Der Maximalwert B_0 am Ort der höchsten Flussdichte an der Innenkante der Spule zeigt ebenfalls einen exponentiellen Abfall mit der Dicke d_f der Ferrit-Platten. Er hängt ferner von den Parametern der Primärseite ab, nämlich von der Eingangsspannung U_1 und dem inneren Radius der Primärwindung r_i (vgl. auch Gleichung (4.1.14) und Gleichung (4.1.18)-(4.1.19) in Kapitel 4.1.3):

$$r_i = r_m - w_1 \quad (4.2.35)$$

$$B_{Peak} = B_0 e^{-0.5 \cdot 10^3 z [\text{m}]} \frac{r_i}{r} \quad (4.2.36)$$

$$B_0 = \frac{U_1}{4\pi^2 r_i d_f f N_1} e^{-6.3 \cdot 10^3 d_f [\text{m}]} \quad (4.2.37)$$

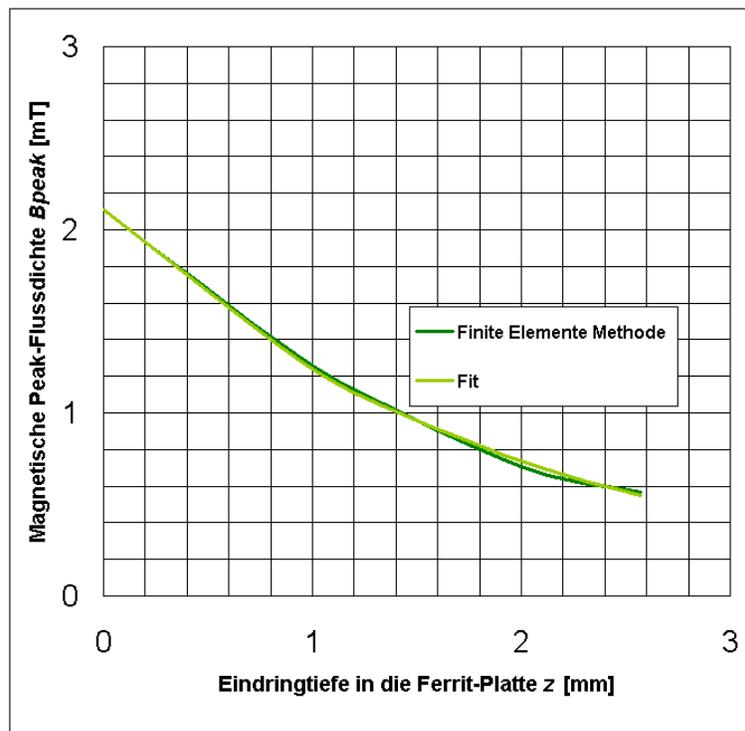


Abbildung 21: Verlauf der magnetischen Peak-Flussdichte B_{Peak} in vertikaler Richtung z innerhalb der Ferrit-Platten

Es ergibt sich ein exponentieller Abfall der magnetischen Peak-Flussdichte in z -Richtung. Der exponentielle Verlauf stimmt gut mit den Simulationsdaten überein, die mit der Finite Elemente Methode erhalten wurden.

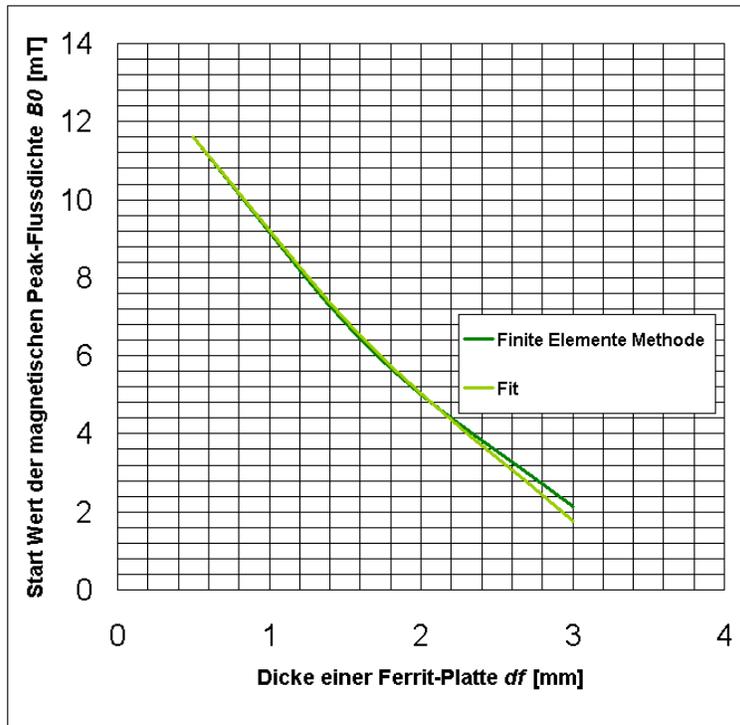


Abbildung 22: Maximalwert der magnetischen Peak-Flussdichte B_0 als Funktion der Dicke d_f einer Ferrit-Platte

Es ergibt sich ein exponentieller Abfall von B_0 mit zunehmender Dicke einer Ferrit-Platte. Der exponentielle Verlauf stimmt gut mit den Simulationswerten überein, die mit Hilfe der Finiten Elemente Methode erhalten wurden.

Weiter sind die Gesamtverluste P im Ferrit durch das Integral über das Volumen V_f der Ferrit-Platten

$$P = \int_0^{V_f} P_{V, \text{spez}} dV \quad (4.2.38)$$

gegeben, so dass sich insgesamt

$$P[\text{W}] = 0.28\pi (r_i [\text{m}] f [\text{MHz}] B_0 [\text{mT}])^{2.7} \frac{1}{0.7} \left(\frac{1}{(r_i [\text{m}])^{0.7}} - \frac{1}{(r_m [\text{m}])^{0.7}} \right) \frac{1}{1.4 \cdot 10^3} \left(1 - e^{-1.4 \cdot 10^3 d_f [\text{m}]} \right) \cdot 10^3 \quad (4.2.39)$$

ergibt. Die Abhängigkeit von der Dicke d_f jeder Ferrit-Platte zeigt auch, dass die Ferrit-Verluste kleiner werden, je dünner die Platten werden. Dieser Effekt kann trotz der Zunahme des Maximalwerts B_0 der magnetischen Flussdichte auf Grund der stärkeren Bündelung des Flusses in den dünneren Ferrit-Platten beobachtet werden. Der Bereich der Sättigung des verwendeten MnZn-Ferrits wird dabei nicht erreicht, solange eine minimale Dicke von $50\mu\text{m}$ nicht unterschritten wird (siehe Kapitel 4.1.3). Außerdem wird auch eine gute Verkopplung durch nahezu komplette Flussführung nach außen gewährleistet (siehe auch Kapitel 4.1.3).

Mit der Formel für die Gesamtverluste im Ferrit kann ein effektiver paralleler Ferrit-Verlust-Widerstand R_l (siehe auch Bild 19 in Kapitel 4.2) wie folgt eingeführt werden [17]:

$$R_l = \frac{U_1^2}{P} \quad . \quad (4.2.40)$$

Die anderen Schaltungsparameter werden über komplexe Wechselstrom-Rechnung berechnet. Die Last-Impedanz Z_{Last} , die sich aus ohmscher und induktiver Last R_{Last} und L_{Last} zusammensetzt ist gegeben durch [82]

$$Z_{Last} = R_{Last} + i2\pi f L_{Last} \quad . \quad (4.2.41)$$

Die sekundäre Impedanz Z_2 kann zu

$$Z_2 = R_{L2} + \frac{Z_{Last}}{1 + i2\pi f C_2 Z_{Last}} \quad (4.2.42)$$

angegeben werden. Die Spannung U_{1s} an der Primärspule [82] kann als

$$U_{1s} = \frac{U_1}{1 + [R_{L1} + i2\pi f (1 - k^2)L_1] \left(\frac{1}{i2\pi f k^2 L_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{k^2 \frac{1}{N_{21}^2} Z_2} \right)} \quad , \quad (4.3.43)$$

die Spannung U_{2s} an der Sekundärspule als

$$U_{2s} = k U_{1s} N_{21} \quad (4.2.44)$$

ausgedrückt werden. Der Strom durch die Primärspule I_{1s} ist gegeben durch

$$I_{1s} = \frac{U_1 - U_{1s}}{R_{L1} + i2\pi f (1 - k^2)L_1} \quad (4.2.45)$$

und die Lastspannung U_2 und den Eingangs- und Laststrom $I_{1,2}$ [82] können wir schreiben als

$$U_2 = \frac{U_{2s} Z_{Last}}{[Z_{Last} + R_{L2} (1 + i2\pi f C_2 Z_{Last})]} \quad (4.2.46)$$

$$I_1 = I_{1s} + \frac{U_1}{R_1} \quad (4.2.47)$$

$$I_2 = \frac{k I_{1s}}{N_{21}} \quad . \quad (4.2.48)$$

Sie bestimmen zusammen mit der Eingangsspannung U_1 die Leistungsdaten des Transformators. Diese sind für vertauschte Primär- und Sekundärseiten, bei entsprechender Impedanzanpassung der Last, mit dem quadratischen Windungsverhältnis des Transformators identisch, da lediglich die Ströme und Spannungen ausgetauscht werden und sich der Transformator im gleichen Betriebszustand befindet. Der Betrag der magnetischen Peak-Flussdichte und folglich auch die Verlustbilanzen werden dadurch nicht geändert (siehe auch Kapitel 4.1.3). Es muss jedoch bedacht werden, dass das Austauschen der sichtbaren und der effektiven Lasten auch eine weitere sorgfältige Impedanzanpassung an die Spannungsquelle nötig macht, da sich sonst durch ihren ungewollten Betrieb im nicht-linearen Bereich unbemerkt höhere Harmonische bilden, die weitere hochfrequente magnetische Verluste generieren können [50].

Insgesamt ergibt sich eine geschlossene analytische Lösung, mit der von Layout-Parametern ausgehend jeder Transformator exakt berechnet und auch Optimierungen bezüglich spezieller Anforderungen durchgeführt werden können [16]. Die Leistungs- und Verlustverläufe, sowie der Wirkungsgrad können dann ebenfalls über komplexe Wechselstrom-Rechnung [82] in kommerziell erhältlicher Software wie z.B. Maple berechnet und auch grafisch, für das Erkennen der Tendenzen, dargestellt werden (siehe Kapitel 4.4). Die einzelnen realisierten Entwürfe sollen im Folgenden besprochen werden.

4.3 Entwürfe

Die hergestellten Entwürfe [50], der herkömmliche hybride E-I-Kern-Transformator, die homogenen Strukturen des ferritlosen bzw. in Ferrit eingebetteten Transformators und schließlich der neuartige heterogene Platten-Transformator konnten mit dem oben vorgestellten Modell beschrieben und die erhaltenen Werte auch über die vermessenen Varianten validiert werden. Dies soll hier zunächst am Beispiel des E14, also eines Transformators mit einem 14mm langen I-Schenkel des E-I-Kerns (siehe auch Abbildung 4 in Kapitel 3.1.2) und eines Windungsverhältnisses $N_{21} = 10/2$ dargelegt werden.

Anschließend soll auf den größeren Transformator E16 mit 16mm langem I-Schenkel des E-I-Kerns (siehe auch Abbildung 4 in Kapitel 3.1.2) mit einem Windungsverhältnis von $N_{21} = 16/4$ gewechselt werden. Auf Grund geringerer magnetischer Flussdichte durch einen größeren inneren Windungsquerschnitt und mehr Windungen, einer höheren Induktivität durch längere Leiterbahnen sowie mehr Windungen und höheren Stromtragfähigkeit durch breitere Leiterbahnen konnte mit diesem Transformator mehr Leistung übertragen werden (siehe auch Kapitel 4.1.3). Die parasitären Kapazitäten wurden dadurch zwar auch etwas vergrößert, haben jedoch bei der angestrebten Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$, wie oben hergeleitet wurde (siehe Kapitel 4.2), noch keinen nennenswerten negativen Effekt.

Während der E-I-Kern-Transformator und der ferritlose Transformator aufgrund ihrer exemplarischen Bedeutung in beiden Baugrößen beschrieben werden sollen, sollen die Eigenschaften des in Ferrit eingebetteten Transformators an der kleinen E14- und der neuen homogenen Struktur des Platten-Transformators an der großen E16-Variante erklärt werden. Beide Baugrößen sind aus neun Schichten unterschiedlicher Folien mit acht Metallisierungsebenen dazwischen aufgebaut (siehe auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2). Beim E14 mit $N_{21} = 10/2$ enthalten die inneren, der Sekundärseite zugehörigen Windungsebenen jedoch jeweils fünf spiralförmige Windungen. Außerdem sind jeweils zwei der Windungsebenen primär und sekundär parallel verschaltet, um die Stromtragfähigkeit zu erhöhen. Der E16 mit $N_{21} = 16/4$ ist wie oben gezeigt strukturiert (siehe Abbildung 18 in Kapitel 4.2). Die benötigte Stromtragfähigkeit wird hier durch breitere Windungen realisiert.

TABELLE I PARAMETER DER E14-VARIANTEN		
In der in CuNiZn eingebetteten Variante wurden CuNiZn-Tapes mit einer relativen Permittivität von 20 und nahezu 90µm Dicke an Stelle der dielektrischen Tapes verwendet.		
Symbol	Beschreibung	Wert
l_1	Primäre Spulenlänge einer Schicht	$22 \times 10^{-3} \text{ m}$
l_2	Sekundäre Spulenlänge einer Schicht	0.1m
$t_{1,2}$	Primäre und Sekundäre Metalldicke	$15 \times 10^{-6} \text{ m}$
w_1	Primäre Windungsbreite	$2.7 \times 10^{-3} \text{ m}$
w_2	Sekundäre Windungsbreite	$0.3 \times 10^{-3} \text{ m}$
d_1	Erster äußerer Spulendurchmesser	$9.6 \times 10^{-3} \text{ m}$
d_2	Zweiter äußerer Spulendurchmesser	$14 \times 10^{-3} \text{ m}$
d	Abstand der Metallisierungsschichten	$90 \times 10^{-6} \text{ m}$
ρ_s	Spezifischer Widerstand der Metallisierung	$34.5 \times 10^{-9} \Omega \text{ m}$
N_{21}	Windungsverhältnis sekundär zu primär	10/2

Die Größenabmessungen für die jeweiligen E14- bzw. E16-Varianten (siehe Tabelle I-II) ergeben sich aus dem jeweiligen Design (vgl. auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2). Die unterschiedlichen Materialparameter werden beim jeweiligen Entwurf noch einmal explizit genannt.

TABELLE II PARAMETER DER E16-VARIANTEN		
Symbol	Beschreibung	Wert
l_1	Primäre Spulenlänge einer Schicht	$30 \times 10^{-3} \text{ m}$
l_2	Sekundäre Spulenlänge einer Schicht	0.1m
$t_{1,2}$	Primäre und Sekundäre Metalldicke	$15 \times 10^{-6} \text{ m}$
w_1	Primäre Windungsbreite	$4 \times 10^{-3} \text{ m}$
w_2	Sekundäre Windungsbreite	$0.8 \times 10^{-3} \text{ m}$
d_1	Erster äußerer Spulendurchmesser	$12 \times 10^{-3} \text{ m}$
d_2	Zweiter äußerer Spulendurchmesser	$19 \times 10^{-3} \text{ m}$
d	Abstand der Metallisierungsschichten	$90 \times 10^{-6} \text{ m}$
ρ_s	Spezifischer Widerstand der Metallisierung	$34.5 \times 10^{-9} \Omega \text{ m}$
N_{21}	Windungsverhältnis sekundär zu primär	16/4

Da am ferritlosen Transformator nicht mehr Spannung aufgebaut werden konnte, sollen weiterhin, soweit möglich, die E16-Werte für Eingangsspannung $U_1 = 20\text{V}$ verglichen werden. Höhere Eingangsspannungen entsprechen mehr übertragener Leistung, senken jedoch auch den Wirkungsgrad. Dies resultiert aus der zusätzlichen Erwärmung des Ferrits durch die Dissipation in den Leiterbahnen, in denen sehr hohe Ströme in verhältnismäßig niedrigen Querschnitten fließen und aus der erhöhten magnetische Flussdichte, die sich der Sättigungsflussdichte des Ferrits nähert (siehe auch Kapitel 4.4).

Die Spezifikationen einiger Entwürfe wurden oben teilweise schon beschrieben (siehe Kapitel 4.1.3), sollen hier aber noch einmal zusammengefasst und ergänzt werden.

4.3.1 E-I-Kern-Transformator

Der erste Entwurf war der herkömmliche, jedoch in LTCC realisierte E-I-Kern-Transformator mit jeweils 1mm dicken I-Teilen des E-I-Kerns außerhalb des DuPont-Boards (siehe hierzu Abbildung 4 in Kapitel 3.1.2) der relativen Permittivität von 7.8 und einer relativen Permeabilität des verwendeten MnZn-Ferrits von 500. Neben dem offensichtlich beträchtlichen räumlichen Platzbedarf und der Tatsache des hohen Ferrit-Volumens, das auch hohe Verluste generiert, ist hier vor allem die zweigeteilte Herstellung und der weitere Schritt des Zusammenfügens als Nachteil zu nennen.

Die Induktivitäten sind durch die Nähe des Ferrits zu den Windungen und der dadurch sehr hohen effektiven Permeabilität mehr als ausreichend. Sie liegen in der E14-Variante primär bzw. sekundär bei etwa $0.9\mu\text{H}$ bzw. $21.3\mu\text{H}$ und in der E16-Variante bei etwa $4.3\mu\text{H}$ bzw. $68.8\mu\text{H}$.

Die internen parasitären Gesamtkapazitäten sind auf Grund des verwendeten DuPont-Basis-Tapes mit seiner geringen relativen Permittivität ebenfalls recht gering und haben bei der angestrebten Betriebsfrequenz keinen störenden Einfluss. In der E14-Variante gibt es auf der Primärseite auf Grund der Struktur der parallelen Verschaltung keine interne parasitäre Kapazität und die sekundäre ist mit etwa 20pF relativ gering. In der E16-Variante liegen sie primär und sekundär bei etwa 46pF und 20pF.

Der Band-Stopp hat weiter durch die geringen parasitären Kapazitäten zwischen den Spulen ebenfalls keinen negativen Einfluss (siehe auch Kapitel 4.2) und liegt oberhalb der angestrebten 2.5MHz. In der E14-Variante liegt er bei etwa 21MHz und in der E16-Variante bei etwa 12MHz in guter Übereinstimmung mit Gleichung (4.2.1).

Die Kopplung ist durch den heterogenen Aufbau der flussführenden Struktur eines E-I-Kernaufbaus gewährleistet und beträgt $k = 0.97$. Eine gute Übertragung ist daher, wie der Abhängigkeit der Einfügedämpfung S_{21} [dB] von der Frequenz f zu entnehmen ist (siehe Abbildung 23-24), schon für relativ niedrige Frequenzen gegeben. Daher kann in der E16-Variante bei einer Betriebsfrequenz $f = 2.5\text{MHz}$ und einer effektiven Eingangsspannung $U_I = 20\text{V}$ an einer ohmschen Last $R_{Last} = 50\Omega$ eine hohe übertragene Leistung $P_{aus} = 88.4\text{W}$ bei einem guten Wirkungsgrad von $\eta = 91.1\%$ und einer Baugröße von 1.1 cm^3 erreicht werden.

In der E14-Variante kann bei einer Betriebsfrequenz $f = 2.5\text{MHz}$ und einer effektiven Eingangsspannung $U_I = 15\text{V}$ an einer ohmschen Last $R_{Last} = 50\Omega$ dagegen eine übertragene Leistung $P_{aus} = 74.2\text{W}$ bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 85.6\%$ und einer Baugröße von 0.8cm^3 erreicht werden. Die E14-Variante hat auf Grund ihrer schmäleren Leiterbahnen etwas schlechtere Leistungsdaten als die zugehörige E16-Variante.

Der nächste sehr einfache Entwurf war eine ferritlose Struktur, die im Folgenden besprochen werden soll.

4.3.2 Ferritloser Transformator

Der ferritlose Transformator wurde als homogene Struktur mit den gleichen DuPont-Tapes der gleichen relativen Permittivität von 7.8 wie beim E-I-Kern-Transformator nur ohne Kern aufgebaut. Als homogene Struktur ist seine Verkopplung nur durch den Aufbau der

Windungen bedingt. Darüber hinaus hat er auf Grund der fehlenden relativen Permeabilität des Ferrits sehr niedrige Induktivitäten. Sie liegen in der E14-Variante primär bzw. sekundär bei etwa 40nH bzw. 1 μ H und in der E16-Variante bei etwa 0.2 μ H bzw. 3.2 μ H.

Die geringen Induktivitäten führen dazu, dass er erst bei viel höheren Frequenzen sein Übertragungsniveau erreicht. So wird in der E14-Variante bei etwa 16.4MHz $k = 0.82$ und in der E16-Variante bei etwa 8.6MHz die Kopplung $k = 0.88$ erreicht (siehe Abbildung 23-24). Die bessere Verkopplung der E16-Variante stimmt gut mit dem besseren Verhältnis der Windungsbreite zum Abstand der Windungsebenen der größeren seriell verschalteten Transformator-Variante überein (vgl. Kapitel 4.1.3).

Die parasitären Kapazitäten und deren Auswirkungen sind durch die Verwendung derselben dielektrischen Boards natürlich auch identisch mit denen der E14- bzw. E16-E-I-Kern-Varianten.

In der E16-Variante kann daher bei einer Frequenz $f = 2.5\text{MHz}$ und einer effektiven Eingangsspannung $U_I = 20\text{V}$ an einer ohmschen Last $R_{Last} = 50\Omega$ eine übertragene Leistung von $P_{aus} = 85\text{W}$ bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 80.6\%$ und einer Baugröße von 0.3cm³ erreicht werden.

In der E14-Variante kann dagegen, bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ und einer effektiven Eingangsspannung $U_I = 5\text{V}$ an ohmscher Last $R_{Last} = 50\text{Ohm}$ eine übertragene Leistung $P_{aus} = 5.6\text{W}$ bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 84.2\%$ und einer Baugröße von 0.2cm³ erreicht werden. Die verhältnismäßig deutlich geringere übertragene Leistung ist wieder durch die schmälere Leiterbahnen der E14-Variante und durch den, wie oben erwähnt, in einem schlechteren Verhältnis von Windungsbreite zu Windungsabstand realisierten Aufbau bedingt. Weiter kann durch die noch geringere Induktivität noch weniger Spannung an der Primärseite aufgebaut und damit weniger Leistung übertragen werden kann (vgl. auch Abbildung 23-24).

Der etwas höhere Wirkungsgrad der kleineren E14-Variante ist jedoch auf Grund der sehr geringen Eingangsspannung auf den Effekt zurück zu führen, dass der Wirkungsgrad zu höheren Spannungen hin etwas abfällt. Dies ist in den höheren magnetischen Flussdichten begründet, die sich der Sättigungsflussdichte des Ferrits nähern (vgl. auch Abbildung 27 in Kapitel 4.4).

Der folgende homogene Entwurf war ein rein in Ferrit eingebetteter Transformator.

4.3.3 Eingebetteter Transformator

Der in Ferrit eingebettete, also direkt auf Ferrit-Tapes gedruckte Transformator ist durch seinen reinen Schichtaufbau deutlich kleiner als der E-I-Kern-Transformator und kann in einem einzigen Prozess hergestellt werden, besitzt jedoch ebenfalls ein sehr großes kostenintensives Ferrit-Volumen. Durch seine mangelnde dielektrische Isolation der Windungen wurde hier CuNiZn-Ferrit verwendet, der zwar eine etwas geringere relative Permeabilität von nur etwa 400 (siehe auch Kapitel 3.1.1), dafür aber einen um eine Größenordnung größeren spezifischen Widerstand von etwa 10 Ωm zeigt (siehe auch Kapitel 4.1.1). Beipass-Ströme besonders bei Erwärmung können jedoch trotzdem nicht verhindert werden und verschlechtern die Leistungsübertragung zusätzlich.

Durch die direkte Einbettung in das Ferrit und die dadurch bei den Windungen wirkende relative Permeabilität des Ferrits sind die Induktivitäten der eingebetteten Transformatoren allerdings die höchsten. Sie liegen in der realisierten E14-Variante primär bzw. sekundär bei etwa 6.7 μ H bzw. 166.7 μ H.

Die relative Permittivität liegt mit um die 20 auch etwa um einen Faktor 3 höher als beim dielektrischen Standard-DuPont-Tape, wodurch die parasitäre Gesamtkapazität innerhalb der Sekundärspule deutlich höher ist und zu einer schlechteren Einfügedämpfung bei höheren Frequenzen führt. Sie liegt bei etwa 60pF. Weiter sind auch die Kapazitäten zwischen den Spulen, ebenfalls bedingt durch die hohe Permittivität des Ferrits, größer, was zusammen mit den hohen Induktivitäten beim Band-Stopp-Effekt zu Problemen führt. Der Band-Stopp liegt daher hier etwa bei 4.5MHz ebenfalls in guter Übereinstimmung mit Gleichung (4.2.1).

Der Bereich guter Übertragung dieses Transformators ist auf Grund der hohen Induktivitäten bereits bei einer niedrigeren Frequenz von etwa 0.5MHz gegeben. Durch seinen homogenen Aufbau, bei dem zunächst nur die Anordnung der Windungen, um die sich die Flussfäden praktisch direkt wieder schließen entscheidend ist, hat dieser Transformator wie alle homogenen Strukturen eine schlechte Verkopplung. Diese wird zusätzlich, im Vergleich zum homogen in ein Dielektrikum eingebetteten ferritlosen Transformator, bedingt durch die Schließung der Flusslinien, nahezu direkt um die Windungen noch verschlechtert. Dies geschieht durch Brechung an den Grenzflächen der Ferrit-Tapes (siehe Kapitel 4.1.3) und resultiert in einem Wert von lediglich $k = 0.75$.

Bei den angestrebten 2.5MHz kann deutlich schlechter übertragen werden (siehe Abbildung 23). Dies resultiert aus dem Einfluss der hohen Kapazitäten und Induktivitäten der Spulen, dem Band-Stopp-Effekt und dem hohen Prozentsatz an Leck-Induktivitäten durch die schlechte Verkopplung (siehe Kapitel 4.2.1).

Weiter fällt die Permeabilität durch die sich schnell um die Windungen schließenden und damit größtenteils senkrecht zu den Ferrit-Folien ausgerichteten Flusslinien, die auch nur ein viel kleineres effektives Ferrit-Volumen durchdringen bei höheren Frequenzen schneller ab. Dies wurde auch bereits beim Vergleich der Ringkern- und eingebetteten Leiter beschrieben (siehe auch Kapitel 4.1.2). Daher fällt das zweite Maximum bei höheren Frequenzen auch deutlicher aus als bei den anderen Varianten.

Diese Ausrichtung der Ferrit-Tapes senkrecht zu den Flusslinien sorgt beim in Ferrit eingebetteten Transformator weiter für eine geringe Abweichung der Simulation der Einfügedämpfung von den Messergebnissen (siehe Abbildung 23). Der Verlauf der relativen Permeabilität wird bei der Simulation, wie bereits ausgeführt (siehe Kapitel 4.2.2), mit einer empirischen Formel beschrieben. Diese ergibt sich als Fit an die Messungen der relativen Permeabilität der Ringkerne. Da die Flusslinien im Ringkern jedoch parallel zu den Ferrit-Tapes angeordnet sind führt dies zu einer geringen Überschätzung der Permeabilität im simulierten Fall.

Die Streu-Induktivitäten verursachen ferner einen Abfall der Spannung an der Eingangsseite des Transformators und verringern dadurch die Eingangsleistung. In der E14-Variante kann daher bei einer Frequenz $f = 0.5\text{MHz}$ und einer effektiven Eingangsspannung $U_1 = 14\text{V}$ an einer ohmschen Last $R_{Last} = 50\Omega$ eine geringe übertragene Leistung $P_{aus} = 28.3\text{W}$ bei einem moderaten Wirkungsgrad $\eta = 70.7\%$ und einer sehr kleinen Baugröße von 0.2cm^3 erreicht werden. Bei einer Frequenz $f = 2.5\text{MHz}$ ist die Übertragung sehr viel schlechter und es kann kaum nennbare Leistung übertragen werden.

Als nächstes soll der aus den obigen Überlegungen entstandene Entwurf des Platten-Transformators besprochen werden.

4.3.4 Platten-Transformator

Der neuartige Platten-Transformator besteht in erster Näherung aus derselben dielektrischen DuPont-Board-Struktur wie der E-I-Kern-Transformator und aufgelegten MnZn-Ferrit-Platten. Ihre Dicke von jeweils $50\mu\text{m}$ wurde abgeleitet aus der Sättigung des Ferrits (siehe Kapitel 4.1.3). Schon durch die mangelnde Notwendigkeit Löcher in das Board zu stanzen und zu füllen ist er einfacher strukturiert als der E-I-Kern-Transformator. Er hat weiter ein sehr geringes, um 98% gegenüber dem kommerziellen E-Kern reduziertes Ferrit-Volumen und folglich sehr geringe Ferrit-Verluste. Dieses geringe Ferrit-Volumen fördert weiter eine mögliche zukünftige Co-Sinterung und damit eine noch einfachere und vor allem monolithische Herstellung (siehe Kapitel 5).

Er bringt mit den Ferrit-Platten, die für optimale Ankopplung genau die Windungen überdecken, auch die nötige Heterogenität in den Aufbau zurück. Durch die Brechung der Flusslinien (siehe Kapitel 4.1.3), wie sie aus den Stetigkeitsbedingungen der Normal- und Tangentialkomponenten der magnetischen Flussdichte $B_{n1,n2}$ bzw. des Magnetfeldes $H_{t1,t2}$ abgeleitet werden kann (siehe Gleichung (2.2.6)-(2.2.7) in Kapitel 2.2), wird weiter eine sehr gute Kopplung gewährleistet.

Die Induktivitäten sind trotz des relativ großen Luftspaltes und der daraus resultierenden effektiven Permeabilität, die am Ort der Windungen wirkt (siehe Kapitel 2.3), mit primär bzw. sekundär $0.7\mu\text{H}$ bzw. $11.2\mu\text{H}$ noch ausreichend um bei 2.5MHz ein gutes Übertragungsniveau zu erreichen.

Die parasitären Kapazitäten, sowohl innerhalb der Spulen als auch zwischen den Spulen und deren Auswirkungen sind natürlich durch Verwendung desselben dielektrischen Boards auch wieder identisch mit denen der E16-E-I-Kern-Variante.

Es ergibt sich folglich ein sehr gutes Übertragungsniveau von $k = 0.97$ (siehe Abbildung 24). Damit kann bei einer Frequenz $f = 2.5\text{MHz}$ und einer effektiven Eingangsspannung $U_I = 20\text{V}$ an einer ohmschen Last $R_{Last} = 50\Omega$ eine sehr hohe übertragene Leistung von $P_{aus} = 101\text{W}$ bei einem sehr guten Wirkungsgrad von $\eta = 95.3\%$ und einer Baugröße von nur 0.3cm^3 erreicht werden.

Insgesamt wurde die Gesamtbaugröße gegenüber der kommerziellen E-I-Kern-Variante bei gleichem Board um 72.7% reduziert. Die übertragene Leistung wurde um 12.6W und der Wirkungsgrad um 4.2% erhöht. Dies bedeutet einen prozentualen Anstieg der übertragenen Leistung von 14.3% und des Wirkungsgrades von 4.6% gegenüber der kommerziellen E-I-Kern-Variante.

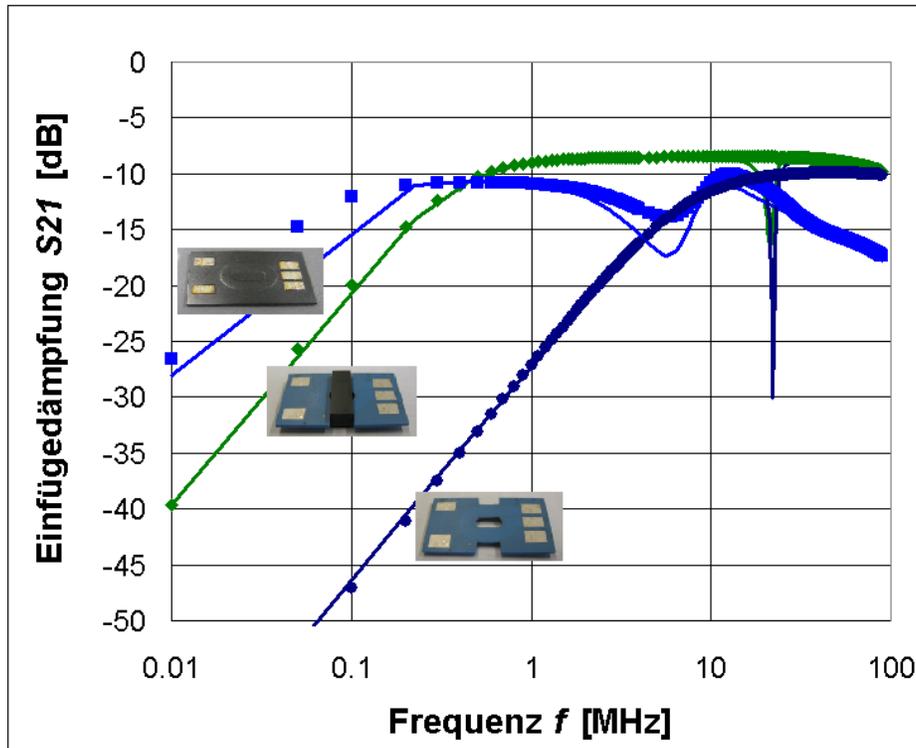


Abbildung 23: Messwerte (durchgezogene Linien) und Simulation (Symbole) der Einfügedämpfung des E14 MnZn-E-I-Kern- (grüne Diamanten), ferritlosen (dunkelblaue Kreise) und in CuNiZn eingebetteten Transformators (hellblaue Quadrate) mit $N_{21} = 10/2$

Die E-I-Kern-Variante weist bei 2.5MHz ein gutes Verkopplungsniveau von 0.97 auf.

Die in Ferrit eingebettete Variante erreicht dagegen nur einen Wert von 0.75. Der Grund dafür ist ihre homogene Einbettung und der zusätzlichen Flusslinien schließende Effekt durch deren Brechung an den Grenzflächen der senkrecht zu deren Ausbreitungsrichtung verlaufenden Ferrit-Tapes. Diesen Wert erreicht der eingebettete Transformator auch bereits bei etwa 0.5MHz, bedingt durch die hohen Induktivitäten, während er bei 2.5MHz durch den Einfluss der hohen Kapazitäten und Induktivitäten der Spulen, des Band-Stopp-Effekts und des hohen Prozentsatzes an Leck-Induktivitäten durch die schlechte Verkopplung bereits wieder schlechter überträgt. Die geringe Abweichung der simulierten von der gemessenen Kurve beim eingebetteten Transformator entsteht, wie bereits ausgeführt, durch eine Überschätzung der relativen Permeabilität.

Der ferritlose Transformator erreicht sein Niveau auf Grund seiner geringen Induktivitäten erst bei einer Frequenz von etwa 16.4MHz und erreicht dort auch nur die Kopplung einer homogenen Variante. Diese ist abhängig vom Aufbau der Windungen, jedoch nicht vom die Flusslinien schließenden Effekt der Brechung an den Grenzflächen der Ferrit-Tapes des eingebetteten Transformators, weswegen er immerhin noch eine Kopplung von 0.82 erreicht.

Der Band-Stopp-Effekt wurde aus Gründen der Einfachheit in der Simulation nicht berücksichtigt.

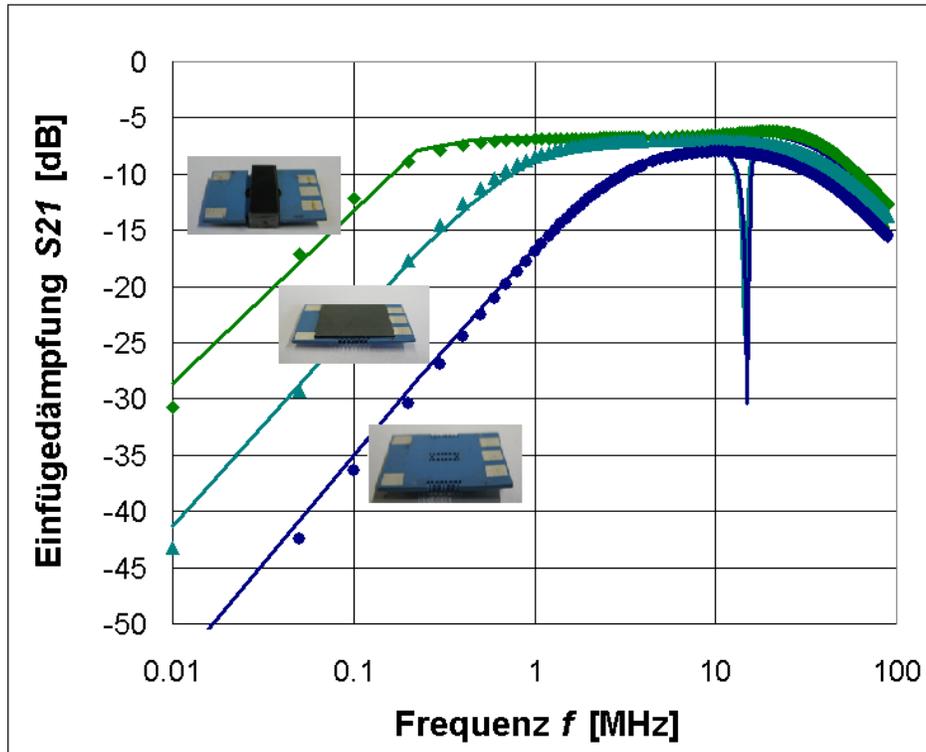


Abbildung 24: Messwerte (durchgezogene Linien) und Simulation (Symbole) der Einfügedämpfung des E16 MnZn-E-I-Kern- (grüne Diamanten), MnZn-Platten- (türkise Dreiecke) und ferritlosen Transformators (dunkelblaue Kreise) mit $N_{21} = 16/4$

Der Platten-Transformator erreicht trotz seiner geringeren Induktivität noch bis 2.5MHz das gleiche gute Kopplungsniveau von 0.97 wie der E-I-Kern-Transformator auf Grund des Brechungseffektes an den Grenzflächen Dielektrikum und Ferrit-Platten.

Der ferritlose Transformator hingegen erreicht auf Grund seiner noch geringeren Induktivitäten erst gegen etwa 8.6MHz sein Niveau und dort auch nur eine Kopplung von 0.88. Diese resultiert aus der mangelnden flussführenden Struktur des Ferrits und ist in dieser homogen eingebetteten Variante nur abhängig vom Aufbau der Windungen.

Der Band-Stopp-Effekt wurde aus Gründen der Einfachheit in der Simulation nicht berücksichtigt.

Als nächstes soll weiter auf die Leistungsdaten sowie deren Interpretation eingegangen werden.

4.4 Leistungsbetrachtung

Die Leistungsdaten werden praktisch durch die übertragene Leistung und den Wirkungsgrad bestimmt, da sich die Eingangsleistung ja aus den beiden Größen wieder leicht bestimmen lässt. Aus der Differenz beider Leistungen ergeben sich dann die Gesamtverluste.

Generell haben übertragene Leistung und Wirkungsgrad immer einen ähnlichen Verlauf, was zunächst am Beispiel des idealen Transformators erklärt werden soll.

4.4.1 Idealer Transformator

Der ideale Transformator hat per Definition die perfekte Verkopplung von $k = 1$ und ohne Verluste auch einen Wirkungsgrad von $\eta = 1$. Er soll ohne Beschränkung der Allgemeinheit ein Windungsverhältnis von $N_{21} = 16/4$ haben und bei Frequenz $f = 2.5\text{MHz}$ betrachtet werden.

Das Windungsverhältnis N_{21} bestimmt die Ausgangsdaten aus den Eingangsparametern (vgl. Gleichung (4.2.44)-(4.2.48) in Kapitel 4.2.3), wobei auf Grund der fehlenden Verluste die Spannungen $U_{1s,2s}$ gleich den Spannungen $U_{1,2}$ sind. Gleiches gilt natürlich für die Ströme.

Der simulierte Verlauf der übertragenen Leistung P_{aus} (siehe Abbildung 25) ist daher bestimmt durch eine quadratische Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_2 und eine lineare Abhängigkeit von der ohmschen Last R_{Last} (vgl. Gleichung (4.2.40) in Kapitel 4.2.3). Die Ausgangsspannung U_2 hängt wiederum über das Windungsverhältnis in linearer Weise von der Eingangsspannung U_1 ab (vgl. hierzu Gleichung (4.2.44) in Kapitel 4.2.3). Die Impedanz-Transformation des 50Ω -Systems der Quelle ergibt dann den charakteristischen Verlauf.

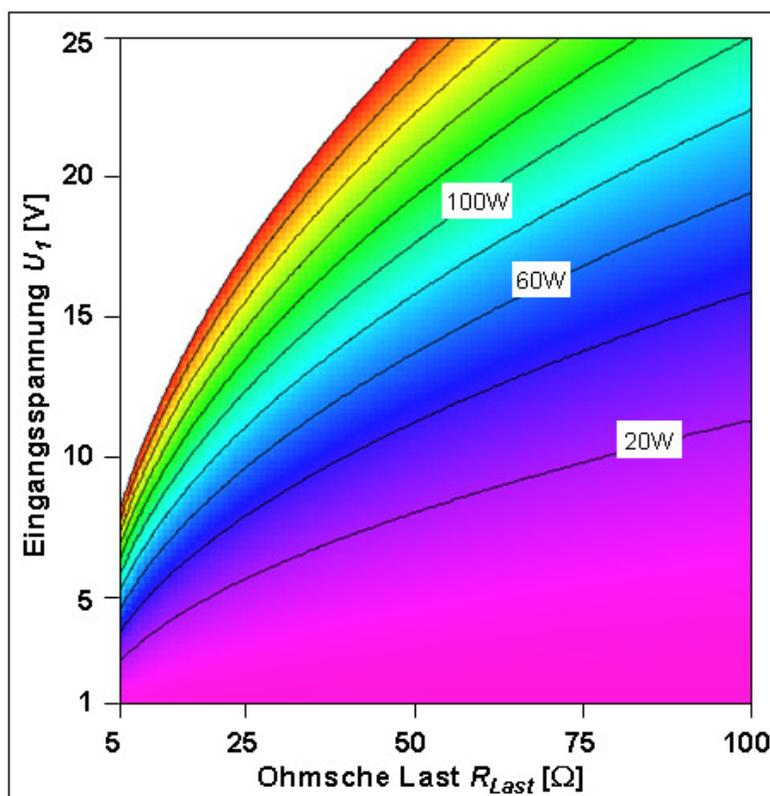


Abbildung 25: Höhenlinien-Plot der Simulationsrechnung zur übertragenen Leistung eines idealen Transformators mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von der ohmschen Last und der Eingangsspannung bis zu einem Wert der übertragenen Leistung von 200W

Auf Grund der idealen Verkopplung von $k = 1$ und den fehlenden Verlusten hat der ideale Transformator einen Wirkungsgrad von $\eta = 1$. Der Verlauf der Eingangsspannung U_1 ist daher bei einem festen Wert der übertragenen Leistung eine Wurzelfunktion der Last R_{Last} .

Im folgenden Abschnitt soll der Fall eines realen Transformators betrachtet werden.

4.4.2 Realer Transformator

Für einen nicht-idealen Transformator bleibt der in Abbildung 25 gezeigte Verlauf ähnlich, wird jedoch von der schlechteren Verkopplung und Verlust-Widerständen beeinflusst. Deren Impedanzen werden entsprechend obiger Formeln mit transformiert (vgl. Gleichung (4.2.40)-(4.2.48) in Kapitel 4.2.3) und ergeben im verwendeten 50Ω -System der Quelle den in Abbildung 26 gezeigten charakteristischen Verlauf der Eingangsspannung als Funktion der ohmschen Last. Dieser soll am Beispiel des Platten-Transformators in der E16-Variante (vgl. auch Tabelle II in Kapitel 4.3) mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$, jeweils an Hand der simulierten und der zur Validierung gemessenen Daten erläutert werden (siehe Abbildung 26).

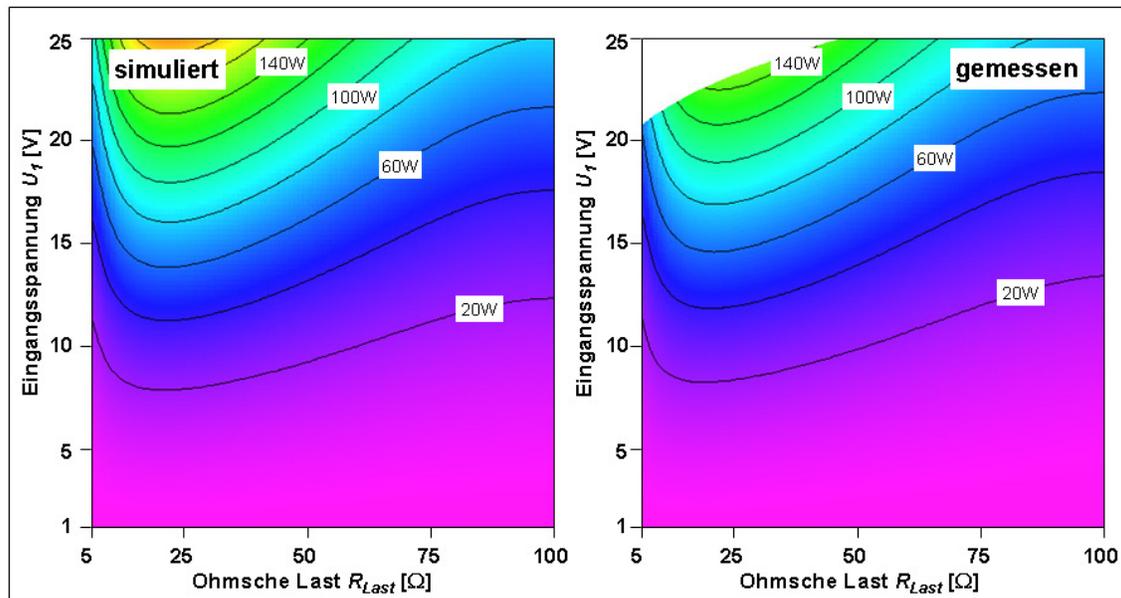


Abbildung 26: Höhenlinien-Plots der simulierten und gemessenen übertragenen Leistung des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von der ohmschen Last und der Eingangsspannung

Die übertragene Leistung zeigt ebenfalls eine quadratische Abhängigkeit von der Eingangsspannung und eine lineare Abhängigkeit von der ohmschen Last wie beim idealen Transformator (vgl. auch Abbildung 25). Diese wird jedoch durch die seriellen Widerstände der Leitungs- und den effektiven Parallelwiderstand aufgrund der Ferritverluste verschleiert (siehe auch Abbildung 19). Diese generieren zu kleinen Lasten hin große Verluste (siehe hierzu auch Abbildung 28). Weiter haben auch die seriellen Streu-Induktivitäten einen Einfluss auf den entstehenden Verlauf. Die genauen Abhängigkeiten werden später an Hand eines einfacheren Modells ausführlich erklärt (vgl. auch Abbildung 29).

Die simulierten Daten stimmen mit den gemessenen gut überein. Die weiße Fläche ergibt sich aus dem Limit des Leistungsverstärkers.

Der Wirkungsgrad dagegen fällt, wie bereits oben beim ferritlosen Transformator erwähnt, zu höheren Spannung hin auf Grund der höheren magnetischen Flussdichten, die sich der Sättigungsflussdichte des verwendeten MnZn-Ferrits nähern, leicht ab (siehe Abbildung 27). Die starke Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Last resultiert aus der quadratischen Abhängigkeit der Eingangs- und übertragenen Leistung, sowie auch der Verluste als Differenz der beiden, von der Eingangsspannung die sich praktisch gegenseitig aufheben.

Sowohl die hohen Leitungsverluste der ohmschen Leitungswiderstände bei Berechnung aus der in ihnen umgesetzten Leistung [17] als auch die vergleichsweise geringen Ferrit-Verluste repräsentiert durch den Ferrit-Verlust-Widerstand (vgl. Gleichung (4.2.40) in Kapitel 4.2.3) zeigen diese quadratische Abhängigkeit von der Eingangsspannung (siehe auch Abbildung 28).

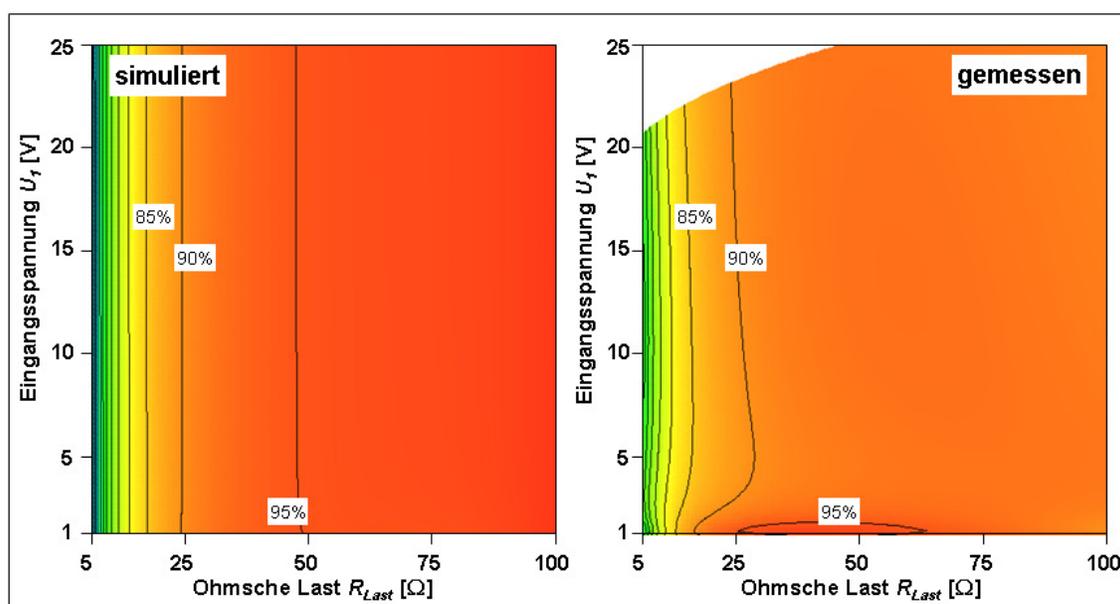


Abbildung 27: Höhenlinien-Plots des simulierten und gemessenen Wirkungsgrades des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von der ohmschen Last und der Eingangsspannung

Der Wirkungsgrad zeigt eine starke Last-Abhängigkeit, die durch die quadratische Abhängigkeit der Eingangs- und übertragenen Leistung von der Eingangsspannung zu erklären ist. Der Wirkungsgrad fällt zu höheren Spannungen leicht ab. Die Ursache dafür sind die höheren magnetischen Flussdichten, die sich der Sättigungsflussdichte des verwendeten MnZn-Ferrits nähern.

Die simulierten Daten stimmen mit den gemessenen gut überein, auch wenn der Abfall des Wirkungsgrades zu höheren Spannungen bzw. magnetischen Flussdichten im Modell nicht perfekt wiedergegeben werden kann, da nicht alle Materialparameter miteinbezogen werden können. Die weiße Fläche ergibt sich aus dem Limit des Leistungsverstärkers.

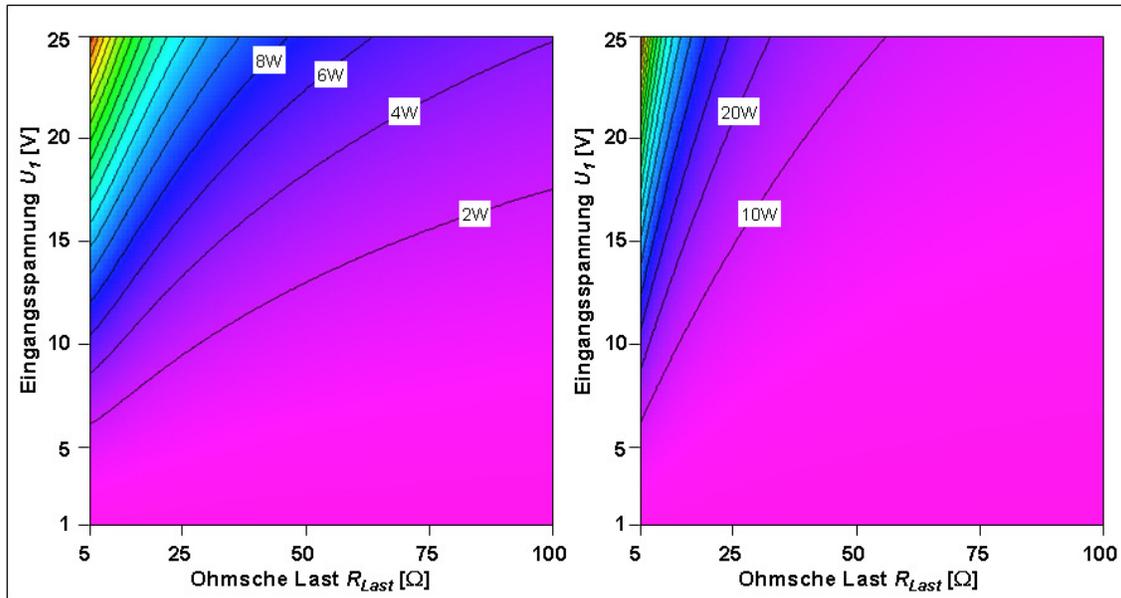


Abbildung 28: Höhenlinien-Plots der simulierten Ferrit- (links) und Leitungsverluste (rechts) des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von der ohmschen Last und der Eingangsspannung

Beide Verlustarten zeigen wieder die quadratische Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Die Leitungsverluste sind jedoch wesentlich größer als die Ferrit-Verluste.

Es wird schnell klar, dass die Leitungsverluste der bestimmende Part sind und die Ferrit-Verluste wenig Einfluss haben (siehe Abbildung 28). Dies ist durch die dünnen Metallisierungsebenen und den damit verbundenen geringen Querschnitt der Leiterbahnen einerseits und das geringe Ferrit-Volumen andererseits bedingt. Die Ferrit-Verluste sind daher vernachlässigbar.

Dadurch wird es möglich ein einfacheres Modell zur Näherung der Leistungsdaten des Platten-Transformators zu verwenden. Dieses besteht lediglich aus drei seriellen Elementen auf der Primärseite des Transformators: Dem Widerstand der transformierten Last $R_{Last,t}$, der Summe aus dem primären und dem transformierten Leitungswiderstand der sekundären Seite R_L und der Summe aus der primären und der transformierten Leck-Induktivität der sekundären Seite L_l (siehe Abbildung 29).

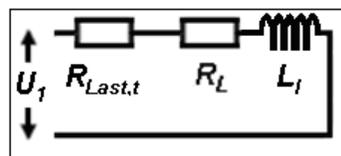


Abbildung 29: Einfachere Ersatzschaltung des Platten-Transformators
Modell mit transformiertem Last-Widerstand $R_{Last,t}$, Summe des primären und transformierten sekundären Leitungswiderstand R_L und Summe der primären und transformierten sekundären Leck-Induktivität L_l , sowie Eingangsspannung U_1

Die übertragene Leistung P_{aus} und der Wirkungsgrad η [17] werden mit dem Phasenwinkels φ_z dann abgeschätzt als

$$P_{aus} = R_{Last,t} \frac{U_1^2}{(R_{Last,t} + R_L)^2 + (2\pi f L_l)^2} \quad (4.4.1)$$

$$\eta = \frac{R_{Last,t}}{\cos\varphi_z \sqrt{(R_{Last,t} + R_L)^2 + (2\pi f L_l)^2}} \quad (4.4.2)$$

$$\tan\varphi_z = \frac{2\pi f L_l}{R_{Last,t} + R_L} \quad (4.4.3)$$

und ergeben mit den Messwerten $R_L = 0.145\Omega$ und $L_l = 0.085\mu\text{H}$ die folgenden Näherungskurven (siehe Abbildung 30-31).

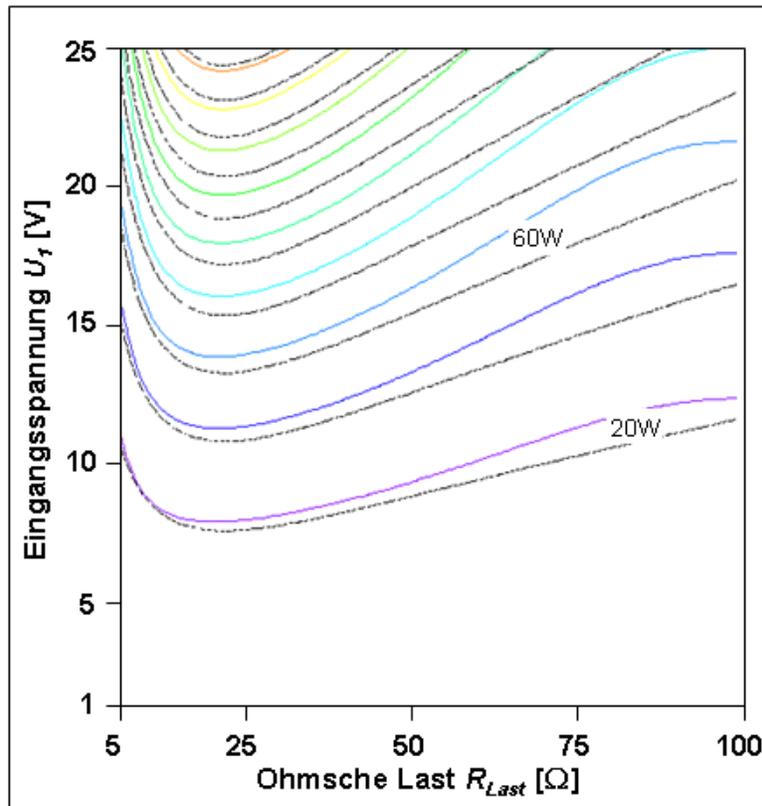


Abbildung 30: Höhenlinien-Plot der simulierten übertragene Leistung des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von der ohmschen Last und der Eingangsspannung mit der kompletten (farbige durchgezogene Linien) sowie mit der einfacheren Ersatzschaltung (gepunktete schwarze Linien) für Messwerte $R_L = 0.145\Omega$ und $L_l = 0.085\mu\text{H}$

Die mit der einfacheren Ersatzschaltung ermittelten Kurven zeigen eine etwas höhere übertragene Leistung auf Grund nicht berücksichtigter Ferrit-Verluste die mit fallender Last und steigender Eingangsspannung an Einfluss zunehmen (vgl. auch Abbildung 28).

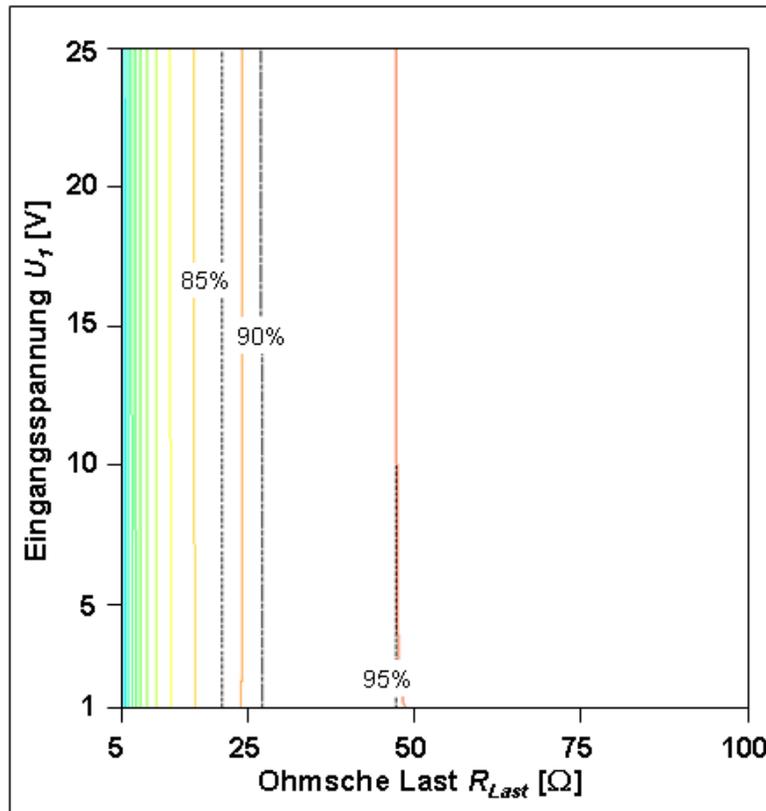


Abbildung 31: Höhenlinien-Plot des simulierten Wirkungsgrades des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{2:1} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von der ohmschen Last und der Eingangsspannung mit der kompletten (farbige durchgezogene Linien) sowie für die Werte 85%, 90% und 95% mit der einfacheren Ersatzschaltung (gepunktete schwarze Linien) für Messwerte $R_L = 0.145\Omega$ und $L_l = 0.085\mu\text{H}$

Die mit der einfacheren Ersatzschaltung ermittelten Kurven zeigen einen etwas höheren Wirkungsgrad auf Grund nicht berücksichtigter Ferrit-Verluste die mit fallender Last und steigender Eingangsspannung an Einfluss zunehmen (vgl. auch Abbildung 28).

Es zeigt sich also, dass die wichtigsten Leistungsdaten eines Platten-Transformators durch Transformation auf die Primärseite relativ leicht und gut genähert werden können. Die Eingabedaten sind weiter mit dem ersten Teil des Modells sehr gut und schnell aus dem Layout berechenbar. Außerdem können sie sehr einfach aus Kleinsignalen gewonnen werden: Die Induktivität kann aus der Steigung und die Kopplung aus dem Niveau der Einfügedämpfung erhalten werden [69]. Die ohmschen Leitungsverluste können ebenfalls in Kleinsignal-Messungen bestimmt werden.

Diese Leistungsdaten verändern sich jedoch drastisch, wenn induktive Anteile zur Last hinzukommen. Dies wird in nachfolgendem Abschnitt diskutiert.

4.4.3 Induktive Last-Anteile

An Hand einer simulierten Matrix aus ohmschen und gemischt induktiv-ohmschen Lasten am Ausgang des Platten-Transformators in der E16-Variante (vgl. auch Tabelle II in Kapitel 4.3) mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ soll der große Einfluss induktiver Last-Anteile gezeigt werden (siehe Abbildung 32-33). Diese werden durch Leitungen, die induktiv wirken, auch in realen Schaltungen verursacht.

Die übertragene Leistung und der Wirkungsgrad sollen weiter jeweils mit dem vorhandenen Messpunkt validiert werden. So konnte bei einer Frequenz von 2.5MHz, ohmschem Last-Anteil von 50Ω und induktivem Last-Anteil von $3.4\mu\text{H}$, wie er einer typischen LED-Lampe entspricht, 33.6W übertragene Leistung bei einem Wirkungsgrad von 89.1% gemessen werden. Die Messung zeigt bereits den Performance-Verlust bei induktivem Last-Anteil, dessen Verlauf in der Simulation sehr gut zu sehen ist. Dieser rührt von der Fehlanpassung der Last an den Transformator her, da die Impedanz Z_{Last} der Last durch den induktiven Anteil sukzessive verändert wird (vgl. Gleichung (4.2.41) in Kapitel 4.2.3) und keine Kompensation statt fand.

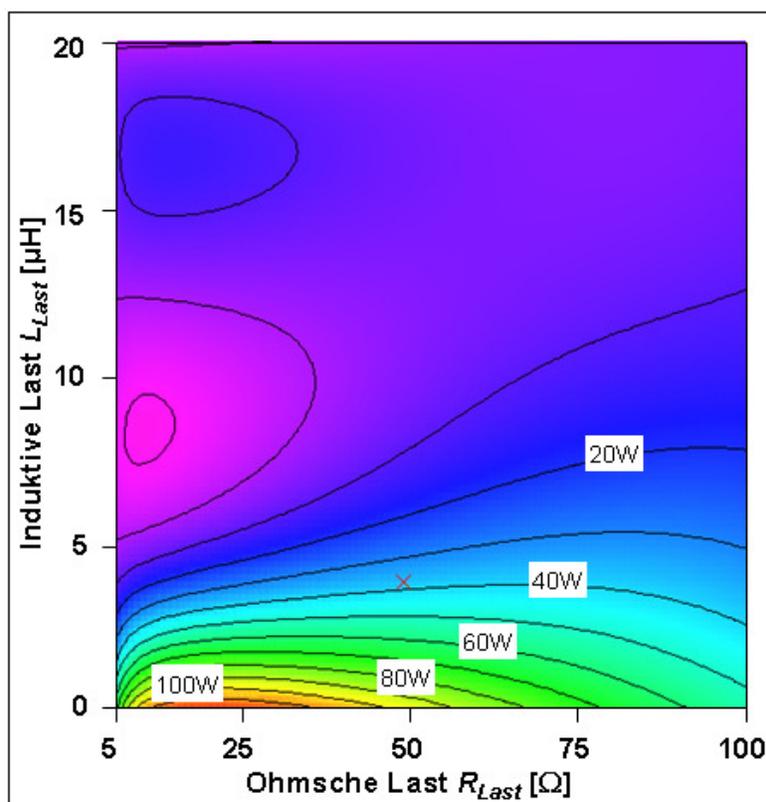


Abbildung 32: Höhenlinien-Plot der simulierten übertragene Leistung des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von ohmschem und induktivem Last-Anteil

Die übertragene Leistung sinkt rapide bei induktivem Anteil der Last auf Grund der fehlenden Impedanz-Anpassung.

Der Messpunkt bei einer gemischten Last von 50Ω und $3.4\mu\text{H}$ mit dem Ergebnis 33.6W (rotes x) validiert die Simulation.

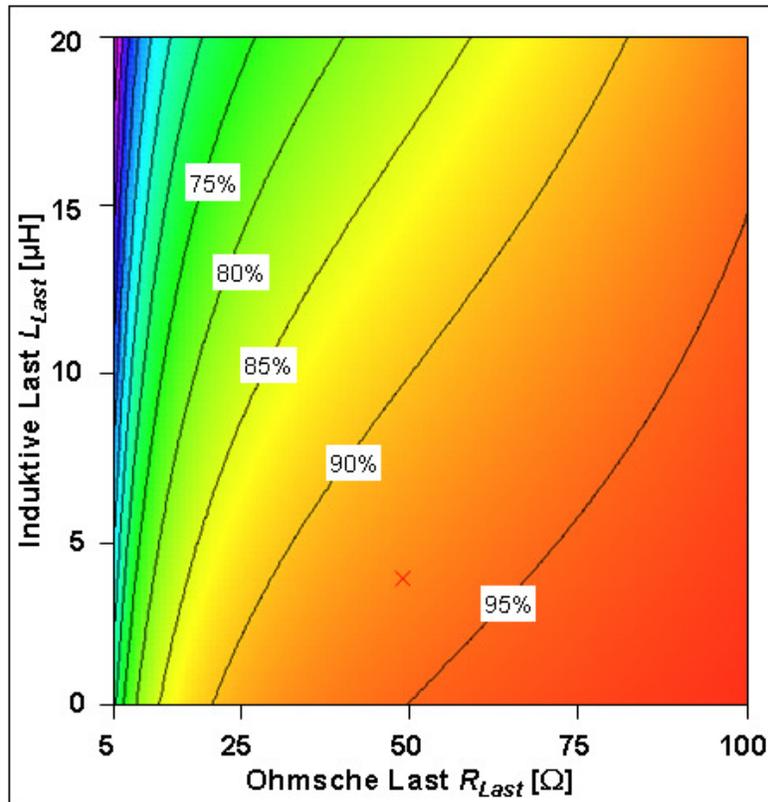


Abbildung 33: Höhenlinien-Plot des simulierten Wirkungsgrades des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und jeweils 0.9mm dicken MnZn-Ferrit-Platten bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ in Abhängigkeit von ohmschem und induktivem Last-Anteil

Der Wirkungsgrad sinkt rapide bei induktivem Anteil der Last auf Grund der fehlenden Impedanz-Anpassung.

Der Messpunkt bei einer gemischten Last von 50Ω und $3.4\mu H$ mit dem Ergebnis 89.1% (rotes x) validiert die Simulation.

Die Kompensation des induktiven Lastanteils könnte bei fester Frequenz durch einen seriellen Kondensator C_k statt finden (siehe Abbildung 34).

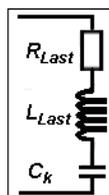


Abbildung 34: Kompensierende Schaltung für den induktiven Last-Anteil

Die serielle Verschaltung einer Kapazität C_k mit dem ohmschen und induktiven Last-Anteil R_{Last} und L_{Last} kann den induktiven Last-Anteil bei fester vorgegebener Frequenz kompensieren.

Dieser wird aus Gründen der Impedanzanpassung [17] wie folgt berechnet:

$$C_k = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_{Last}} \quad . \quad (4.4.4)$$

Für 3.4μH erhält man z.B. einen Wert der Serienkapazität von 1.2nF.

Weitere Vorhersagen zu verschiedenen anderen Transformator-Entwürfen, sowie Erklärungen einiger abweichender Messergebnisse konnten mit dem Modell gemacht werden, sollen aber aus Zeitgründen nicht im Einzelfall in dieser Arbeit erläutert werden, da nur die wesentlichen Effekte und Zusammenhänge an anschaulichen Beispielen erklärt werden sollen.

Als nächstes sollen die wichtigsten Ergebnisse dieser Arbeit noch einmal zusammengefasst und ein Überblick über weitere darüber hinaus führende Ansätze gegeben werden.

5 Diskussion

Im Folgenden sollen die grundlegenden Erkenntnisse des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Modells zur Simulation und Design von Planar-Transformatoren noch einmal zusammengefasst werden.

Zunächst soll dabei erklärt werden, was einen derartigen neuen Platten-Transformator ausmacht und welche Materialparameter von Nöten sind. Danach soll auf einige gezielte Vorhersagen der Simulation im üblichen Schichtaufbau (siehe Abbildung 18 in Kapitel 4.2) eingegangen werden. Zuerst soll ein auf maximale übertragene Leistung bei möglichst hohem Wirkungsgrad optimierter Platten-Transformator in einem definierten Größenraster betrachtet werden. Dann soll auf einen möglichst kleinen Platten-Transformator der nur eine bestimmte geringe übertragene Leistung erbringen muss eingegangen werden. Die Einfachheit der Material-Variation und die Allgemeingültigkeit des Modells soll anschließend noch einmal erläutert werden. Danach sollen noch einige weiter führende Ansätze besprochen werden, wie die Co-Sinterung der Ferrit-Platten mit dem dielektrischen Board als Herausforderung an die Materialtechnik. Weitere Aspekte die behandelt werden sind der Einfluss der magnetischen Felder auf der Oberfläche des Boards bei sehr dünnen Ferrit-Platten, die gemeinsame Integration mit Kondensatoren im gleichen dielektrischen Board und die Entwärmung einer LTCC-Struktur.

Nun sollen aber zuerst die durch das Modell erarbeiteten minimal nötigen Parameter und Begebenheiten ausgeführt werden.

5.1 Transformator-Parameter

Es konnte gezeigt werden, dass eine heterogene Struktur, bestehend aus dielektrischer Einbettung niedriger relativer Permittivität und ferritischer flussführender Kernstruktur hoher relativer Permeabilität von Nöten ist, um einen Transformator mit den momentan möglichen technischen Prozessen und den damit verbundenen Schichtdicken und Metallisierungsstärken zu bauen. Weiter wurde gezeigt, dass in einer homogenen Struktur die Windungen nicht nahe genug platziert werden können um eine gute Kopplung zu gewährleisten. Dies ist der Fall da die Kopplung bei fester Windungsbreite hier praktisch nur vom Abstand abhängt. Die Flussfäden schließen sich deswegen praktisch direkt um die Windungen wieder und generieren damit einen hohen Prozentsatz an Streu-Induktivitäten (siehe auch Kapitel 4.1.3). Speziell bei einer in Ferrit eingebetteten Struktur wird dies durch zusätzliche Brechungseffekte der Flusslinien an den Grenzflächen der Ferrit-Tapes noch weiter verschlechtert. Weiter ist hier noch die mangelnde elektrische Isolation der Ferrite von Bedeutung, die die Ausbeute weiter verringert.

Die Kern-Struktur muss dabei trotzdem einen genügend kleinen Abstand zu den Windungen, z.B. einen genügend kleinen Luft-Spalt beim Platten-Transformator, und eine ausreichend hohe relative Permeabilität des verwendeten Kern-Materials besitzen, um eine ausreichende Induktivität über die bei den Windungen wirkende effektive Permeabilität zu gewährleisten (siehe auch Kapitel 2.3). Ein Richtwert wäre z.B. eine relative Permeabilität des MnZn-Ferrits von 500 bei einem neunlagigen dielektrischen Aufbau der Schichtdicke 90 μm .

Die relative Permittivität der verwendeten dielektrischen Lagen muss gering genug sein, um die die Übertragung im höheren Frequenzbereich verschlechternden internen parasitären Gesamtkapazitäten innerhalb der Spulen und vor allem die parasitären Kapazitäten zwischen den zwei Spulen gering zu halten. Durch Letzteres wird der Band-Stopp-Effekt, der die Übertragung deutlich verschlechtert, zumindest im zweistelligen MHz-Bereich belassen (siehe auch Kapitel 4.3). Ein Richtwert wäre hier z.B. die relative Permittivität des

kommerziellen DuPont-Boards von 7.8 bei einer Schichtdicke von 90 μ m und der üblichen Größe der Spulenflächen entsprechend der Parameter der E16-Variante (siehe Tabelle II in Kapitel 4.3). Weiter ermöglicht die dielektrische Einbettung eine sehr gute Isolation der Leiter und damit eine gute Leistungsübertragung.

Die Windungen sollten möglichst symmetrisch übereinander liegen, wobei die Windungsanzahl durch die gewünschte Stromtragfähigkeit und dem damit verbundenen Windungsquerschnitt, siehe auch unten, im Zusammenspiel mit der gewünschten Baugröße und Induktivität zusammen hängt (siehe auch Kapitel 4.2 und Kapitel 5.2). Ein Verhältnis von 4 zu 16 Windungen bei äußeren Spulendurchmessern von 12mm und 19mm, verbunden mit dem neunlagigen dielektrischen Aufbau hat sich dabei als vorteilhaft erwiesen.

Die Kern-Platten sollten die Windungen exakt überdecken, um sowohl vorzeitige Schlüsse der Flusslinien zwischen den Windungen, bei zu kleiner Ausdehnung, als auch Querschlüsse zwischen den Windungen durch andere energetisch vorteilhafte Wege zu den Kern-Platten zu verhindern (siehe auch Kapitel 4.1.3). Ein Richtwert für die minimale Dicke einer MnZn-Ferrit-Platte ist z.B. 50 μ m, berechnet aus der Sättigung des Ferrits bei üblichen Flussdichten im bewährten 4 zu 16 Aufbau.

Da die Verluste bei einer solch geringen Ferrit-Dicke und dem damit verbundenen geringen Ferrit-Volumen praktisch nur noch von den Leitungsverlusten abhängen, sollte der Windungsquerschnitt so groß wie möglich gewählt werden. Dabei sollte aber der Luftspalt nicht vergrößert werden, da dies sonst zumindest im homogenen Fall zu einer weiteren Verschlechterung der Kopplung (siehe Kapitel 4.1.3) und einer Verringerung der Induktivität durch Verringerung der effektiven Permeabilität führen würde (siehe Kapitel 4.2.1).

Diese Erhöhung der Windungsbreite bedeutet erhöhte Stromtragfähigkeit, ein besseres Aspektverhältnis von Abstand zu Breite der Windungen, das zumindest im homogenen Fall sogar die Kopplung verbessern würde, geringere Leitungs- und damit auch Gesamtverluste und dadurch höhere übertragene Leistungen und einen höheren Wirkungsgrad.

Die parasitären Kapazitäten sowohl innerhalb der Spulen, als auch dazwischen sind trotz des flachen Aufbaus bei obiger geringer relativer Permittivität des dielektrischen Materials von geringerer Bedeutung.

Eine übliche Windungsbreite von 4mm bzw. 0.8mm und eine Metallisierungsdicke von 15 μ m der Silberpaste mit Leitfähigkeit 34.5×10^{-9} m haben sich für die angestrebte übertragene Leistung von 100W bei 95% Wirkungsgrad im bewährten 4 zu 16 Platten-Transformator als ausreichend erwiesen.

Neue Entwicklungen für die Implementierung der Transformatoren sind Prozesse wie Hot Embossing, bei denen die dielektrischen Lagen mit einer Art heißem Stempel vorgeprägt werden, um die entstandenen Abdrücke dann mit Silberpaste zu füllen. Dabei wird im optimalen Fall sowohl die Metallisierungsdicke erhöht als auch die Dicke des dielektrischen Abstandes zwischen den Windungen verringert. Letzteres bringt zu den obigen Vorteilen zumindest im homogenen Fall noch eine Verbesserung der Kopplung mit sich.

Ein auf diese Weise realisierter Transformator stellt eine kompakte, modular für verschiedene Aufgabenbereiche anpassbare kleine und robuste Struktur dar und kann mit den heute üblichen Standard-Prozessen eine hohe Leistungsdichte bei kleinem kostengünstigem Ferrit-Volumen und flacher Bauform erreichen. Neueste Messungen konnten eine übertragene Leistung von 101W bei einem Wirkungsgrad von 95.3% und einer Baugröße von nur 0.3cm³ bei einer Betriebsfrequenz von 2.5MHz und effektiver Eingangsspannung von nur 20V an 50 Ω Last demonstrieren.

Weitere Prognosen für anders geartete Aufbauten sollen im Folgenden kurz betrachtet werden.

5.2 Transformator-Prognosen

Die hier mit Hilfe des allgemeinen analytischen Modells entwickelten Methoden (siehe Kapitel 4.2) sind natürlich unabhängig vom Material oder der Betriebsfrequenz und können genauso auf ein herkömmliches organisches Board oder andere Materialien angewandt werden. Somit sind alle erdenklichen, in flachem schichtweisem Aufbau symmetrisch und nah übereinander strukturierten Transformator-Aufbauten simulierbar, was den eigentlichen Vorteil der in dieser Arbeit entwickelten Methodik darstellt.

Die in sich geschlossene Lösung des analytischen Modells, das durch Messdaten mehrfach validiert wurde, kann nun ohne weitere Daten zu benötigen lediglich aus den gemessenen Materialdaten jeden erdenklichen Aufbau über ein gedachtes Layout und eine virtuelle Ersatzschaltung effizient mit den analytischen Formeln berechnen und optimieren.

5.2.1 Optimierter Transformator

So konnte auch ein auf möglichst hoher übertragener Leistung bei möglichst hohem Wirkungsgrad in einem Größenraster von 44mm² optimierter Platten-Transformator mit den üblichen 50µm dicken MnZn-Ferrit-Platten und einem Windungsverhältnis von $N_{2I} = 16/4$ vorgeschlagen werden.

Neben maximalen Windungsbreiten wurden dazu doppelt so hohe Metallisierungsdicken von 30µm für hohe Stromtragfähigkeit angedacht. Weiter wurden entsprechend dem obigen Hot Embossing analog etwas dünnere dielektrische DuPont-Tapes von nur 75µm in Betracht gezogen, um die Windungen näher zusammen zu bringen und die Verkopplung zu verbessern (siehe Tabelle III).

Es wurde dabei eine etwas höhere Kopplung von $k = 0.98$ erreicht und es konnten bei Frequenz $f = 2.5\text{MHz}$ und effektiver Eingangsspannung $U_I = 25\text{V}$ an ohmscher Last $R_{Last} = 50\Omega$ $P_{aus} = 141.2\text{W}$ bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 98.2\%$ und einer Baugröße von 1.9cm³ übertragen werden.

Die höheren Metallisierungsdicken und dünneren DuPont-Tapes zu verwirklichen stellt für die Prozesstechnik aber wie oben bereits erwähnt noch eine Herausforderung dar. Sie werden wohl mit oben beschriebenen Prozessen wie dem Hot Embossing angegangen werden.

Neben einem optimierten Transformator in einem vorgegebenen Größenraster ist es mit dem Modell auch möglich, einen möglichst kleinen Transformator bei vorgegebener übertragener Leistung von z.B. 20W zu bauen. Dies soll im Folgenden dargelegt werden.

TABELLE III PARAMETER DER OPTIMIERTEN VARIANTE		
Symbol	Beschreibung	Wert
l_1	Primäre Spulenlänge einer Schicht	$16 \times 10^{-3} \text{m}$
l_2	Sekundäre Spulenlänge einer Schicht	0.2m
$t_{1,2}$	Primäre und Sekundäre Metalldicke	$30 \times 10^{-6} \text{m}$
w_1	Primäre Windungsbreite	$20 \times 10^{-3} \text{m}$
w_2	Sekundäre Windungsbreite	$4 \times 10^{-3} \text{m}$
d_1	Erster äußerer Spulendurchmesser	$44 \times 10^{-3} \text{m}$
d_2	Zweiter äußerer Spulendurchmesser	$44 \times 10^{-3} \text{m}$
d	Abstand der Metallisierungsschichten	$75 \times 10^{-6} \text{m}$
ρ_s	Spezifischer Widerstand der Metallisierung	$34.5 \times 10^{-9} \Omega \text{m}$
N_{21}	Windungsverhältnis sekundär zu primär	4/16

5.2.2 20W-Transformator

Es ist weiterhin möglich für spezielle Strukturen wie z.B. einen sehr kleinen Platten-Transformator mit geringer geforderter übertragener Leistung von nur 20W und den üblichen 50 μm dicken MnZn-Ferrit-Platten die nötige Induktivität bei gegebener Frequenz von 2.5MHz anzugeben. Dies wird durch eine Abschätzung der Einfügedämpfung durchgeführt. Bei fester relativer Permeabilität z.B. von 500 des verwendeten MnZn-Ferrits kann dann auch über die Leiterlänge eine Anzahl der Windungen und Schichten angegeben werden.

Dabei sollte man wieder die Breite der Leiterbahnen, die auch in die Stromtragfähigkeit mit eingeht, jedoch nicht vergessen, da diese eben wie oben beschrieben eine Rolle für die mögliche übertragbare Leistung spielt und ebenfalls in die Baugröße mit eingeht.

Dadurch ergibt sich dann auch, zusammen mit den anderen Materialgrößen, wie der relativen Permittivität der verwendeten dielektrischen Lagen, sowie den geometrischen Größen, wie den technisch möglichen und nötigen Schichtdicken, der restliche Aufbau.

Damit lassen sich die gesamten Größen der Simulation (siehe Tabelle IV) und dann wieder die Verläufe der Kleinsignal- und Leistungsdaten berechnen. Diese zeigen wieder einen ähnlichen Verlauf wie die oben am Beispiel der E16-Variante des Platten-Transformators gezeigten (vgl. auch Abbildung 24-28).

TABELLE IV
PARAMETER DER 20W-VARIANTE

Die dielektrischen Schichten direkt ober- und unterhalb der zentralen sekundären Windungsebene wurden zur Erhöhung der Durchschlagsfestigkeit auf 140µm erhöht.

Symbol	Beschreibung	Wert
l_1	Primäre Spulenlänge einer Schicht	$40 \times 10^{-3} \text{m}$
l_2	Sekundäre Spulenlänge einer Schicht	$40 \times 10^{-3} \text{m}$
$t_{1,2}$	Primäre und Sekundäre Metalldicke	$15 \times 10^{-6} \text{m}$
w_1	Primäre Windungsbreite	$0.2 \times 10^{-3} \text{m}$
w_2	Sekundäre Windungsbreite	$0.2 \times 10^{-3} \text{m}$
d_1	Erster äußerer Spulendurchmesser	$4 \times 10^{-3} \text{m}$
d_2	Zweiter äußerer Spulendurchmesser	$4 \times 10^{-3} \text{m}$
d	Abstand der Metallisierungsschichten	$90 \times 10^{-6} \text{m}$
ρ_s	Spezifischer Widerstand der Metallisierung	$34.5 \times 10^{-9} \Omega \text{m}$
N_{21}	Windungsverhältnis sekundär zu primär	5/20

Sein Aufbau besteht dabei aus identischen Metallisierungslagen von jeweils 5 spiralgigen Windungen, die wie üblich symmetrisch übereinander angeordnet sind von denen die zentrale für die Sekundär- und die jeweils äußeren beiden zusammen für die Primärwindungen verwendet werden (vgl. auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2). Daraus ergibt sich ein Windungsverhältnis von $N_{21}=5/20$. Die Dicken der dielektrischen Schichten aus Standard-DuPont-Tapes der relativen Permittivität von 7.8 wurden direkt ober- und unterhalb der sekundären Windungsebene für eine verbesserte Durchschlagsfestigkeit von den üblichen 90µm auf 140µm erhöht. Daher wird auch nur eine etwas geringere Verkopplung von $k = 0.96$ erreicht.

Der Wirkungsgrad liegt mit etwa $\eta = 0.96$ sogar minimal höher als bei der vergleichbaren größeren E16-Variante, was wiederum aus der Tatsache resultiert, dass der Wirkungsgrad zu höheren Spannungen hin leicht abfällt. Dies resultiert aus den höheren Flusssichten, die sich der Sättigungsflusssichte des Ferrits nähern. Der hohe Wirkungsgrad auf Grund der geringen Spannung ist hier durch den umgekehrten Betrieb bedingt. Die effektive Eingangsspannung von nur 40V bei einer Last von etwa 3Ω, entspricht in den oben besprochenen Fällen der E16-Varianten etwa $U_1 = 10\text{V}$ bei ohmscher Last $R_{Last}=50\Omega$. Die Baugröße beträgt weiter nur 16mm³.

Weiter kann man neben der Baugröße auch einige Materialdaten variieren.

5.2.3 Material-Variation

Nachdem das Zusammenspiel der erhöhten Frequenz erst in Verbindung mit den neuartigen Ferriten in neuer Bauform zu der hier vorgestellten hohen Leistungsdichte führt, soll auch auf die Verwendung anderer Materialien eingegangen werden.

Verwendet man z.B. ein anderes Kernmaterial, so muss man lediglich die neue gemessene Materialkurve der spezifischen Volumenverluste als Funktion der magnetischen Peak-Flusssichte durch eine empirische Funktion beschreiben. Diese kann dann wie oben (siehe

Kapitel 4.2.3) als Grundlage für die Berechnung der Ferrit-Verluste und die gemessene Amplituden-Permeabilität als Grundlage für die Induktivitätsberechnungen verwendet werden (siehe Kapitel 4.2.1). Für ein anderes Basis-Tape muss man im Gegenzug z.B. nur die gemessenen oder im kommerziellen Fall angegebenen Werte für die relative Permittivität und die Dicke verwenden und so weiter.

Es wird also sehr schnell klar, dass man das Modell, wie oben bereits erwähnt, für verschiedenste Kombinationen einsetzen kann und auch mit anderen Aufgabenstellungen oder Materialien effizient die zu erwartenden Kleinsignal- und Leitungsdaten erhalten kann. Neben diesen Prognosen für die verschiedensten Variationen ist natürlich auch die effiziente Herstellung in der Materialtechnik interessant. Auf die gemeinsame Sinterung der Ferrit-Platten mit dem dielektrischen Board soll im nächsten Abschnitt eingegangen werden.

5.3 Co-Sinterung

Ein wichtiger Punkt ist die Herstellung der neuen Transformator-Struktur in einem einzigen eleganten, möglichst rein maschinell zu bewerkstelligenden einfachen Verfahren. Wie oben bereits erwähnt arbeitet die Materialtechnik bereits an der gemeinsamen Sinterung des dielektrischen Boards und der bisher darauf aufgelegten MnZn-Ferrit-Platten. Dies wird allerdings unter anderem dadurch erschwert, dass MnZn-Ferrit eine inerte Sinter-Atmosphäre benötigt (siehe auch Kapitel 3.1.1), während die dielektrischen Lagen normalerweise unter Sauerstoff gesintert werden müssen.

Ein weiteres materialtechnisches Problem stellen Verspannungen dar. Diese müssen berücksichtigt werden und stellen in diesem umgekehrten Fall mit in erster Näherung den dielektrischen Lagen innen und den Ferrit-Lagen außen (siehe auch Kapitel 4.1.2) eine größere Herausforderung dar.

Bei einer optimalen Anpassung der thermischen Ausdehnungskoeffizienten und möglicher gemeinsamer Prozessierung gibt es zwei Ideen. Die eine ist mit Kavitäten, bestehend aus einer dielektrischen Lage in deren Mitte eine Aussparung für den Ferrit realisiert wurde zu arbeiten.

Die andere ist direktes Laminieren einer von der Größe her exakt die Windungen überdeckenden MnZn-Ferrit-Lage auf die dielektrischen Lagen. Dabei wird jeweils versucht, über eine dielektrische Decklage ober- und unterhalb der Ferrit-Strukturen den Sinterprozess durch Druckspannung unter Kontrolle zu halten und nach der gemeinsamen Prozessierung echte direkte SMD-Bestückbarkeit mit minimalen Unebenheiten und damit eine komplett monolithische Lösung zu erhalten. Die Wahl der richtigen Sinter-Hilfsmittel und Prozessvariablen ist dabei von größter Wichtigkeit, um nach der Sinterung eine relative Permeabilität des Ferrits von mindestens 100 zu gewährleisten.

Für die elektromagnetischen Interferenz-Standards (EMI) sollte weiter eine Abschätzung der magnetischen Flussdichte über einer solchen zusätzlichen dielektrischen Lage gemacht werden. Dazu wurde wieder eine FEM-Simulation gemacht. An der Primärspule des Platten-Transformators in der E16-Variante (siehe Tabelle II in Kapitel 4.3) mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ wurde bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ eine Spannung von $U_1 = 25\text{V}$ angelegt. In einem Abstand von $d_1 = 230\mu\text{m}$ zur äußersten $15\mu\text{m}$ dicken Primärwindung (siehe auch Abbildung 18 in Kapitel 4.2) wurde eine ebenfalls $15\mu\text{m}$ dicke Testwindung in Form der weitesten und damit längsten Sekundärwindung einer Windungsebene platziert (siehe Abbildung 35). Dieser Abstand entspricht dem minimalen Abstand und setzt sich im Platten-Transformator wie folgt zusammen: Eine die oberste primäre Windungsebene abschirmende Schicht Dielektrikum von $90\mu\text{m}$, eine MnZn-Ferrit-Schicht von $50\mu\text{m}$ und eine weitere die Testwindung abschirmende Schicht Dielektrikum von $90\mu\text{m}$. Die längste Sekundärwindung

wurde als Vorbild für die Testwindung genommen um eine maximale induzierte Spannung durch maximalen Fluss aus maximaler Induktivität bei einer auf der dielektrischen Deckschicht platzierten Schaltung zu simulieren.

Die 50µm dicke Zwischenschicht wurde in einer ersten Simulation als Dielektrikum der relativen Permeabilität $\mu_r = 1$ verwendet (siehe Abbildung 35) um Basis-Daten ohne Abschirmung durch Ferrit zu schaffen. Die maximale magnetische Flussdichte an der Innenkante der Windung betrug dabei 32µT und die zugehörige induzierte Spannung 282µV.

In einer zweiten Simulation wurde sie als MnZn-Ferrit-Lage der relativen Permeabilität 500 verwendet (siehe Abbildung 36). Die maximale magnetische Flussdichte an der Innenkante der Windung betrug dabei nur noch 5µT und die zugehörige induzierte Spannung nur noch 12µV.

Diese Abschätzung der magnetischen Flussdichte und der zugehörigen induzierten Spannung zeigt, dass die Ferrit-Platten zusätzlich zu den ohnehin sehr geringen magnetischen Feldern feldabschirmend wirken und es keine Probleme mit elektromagnetischen Interferenz-Standards geben würde.

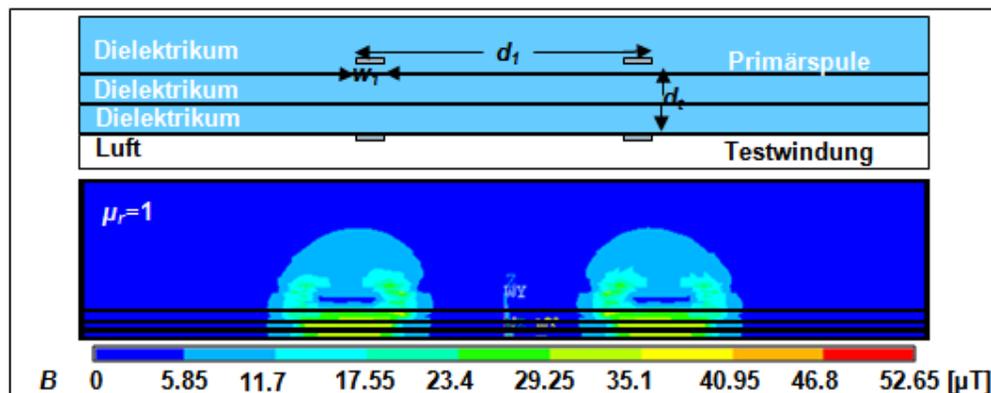


Abbildung 35: Querschnitt der Frontalansicht des FEM-Modells des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ und Eingangsspannung von $U_1 = 25\text{V}$, primärer Windungsbreite w_1 , erstem äußerem Spulendurchmesser d_1 und Abstand zu einer 15µm dicken Testwindung in Form der weitesten Sekundärwindung einer Windungsebene $d_t = 230\mu\text{m}$ ohne Ferrit-Platte dazwischen

Der Simulationsaufbau mit der obersten primären Windungsebene exemplarisch für die Primärspule ist in der ersten Grafik zu sehen. Die zweite Grafik zeigt ein Farbspektrum-Plot der Verteilung der magnetischen Flussdichte B .

Es ergibt sich in der FEM-Simulation eine maximale magnetische Flussdichte an der Innenkante der Windung von 32µT.

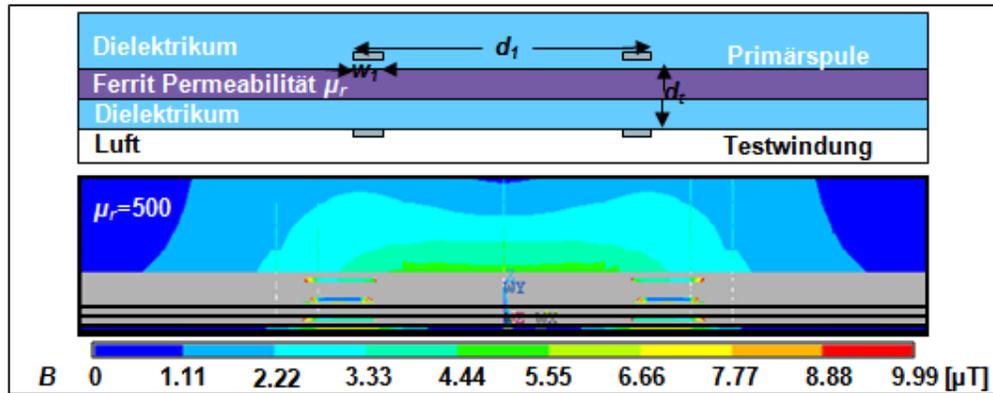


Abbildung 36: Querschnitt der Frontalansicht des FEM-Modells des Platten-Transformators in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ und Eingangsspannung von $U_1 = 25\text{V}$, primärer Windungsbreite w_1 , erstem äußerem Spulendurchmesser d_1 und Abstand zu einer $15\mu\text{m}$ dicken Testwindung in Form der weitesten Sekundärwindung einer Windungsebene $d_t = 230\mu\text{m}$ mit Ferrit-Platte dazwischen

Der Simulationsaufbau mit der obersten primären Windungsebene exemplarisch für die Primärschicht ist in der ersten Grafik zu sehen. Die zweite Grafik zeigt ein Farbspektrum-Plot der Verteilung der magnetischen Flussdichte B .

Es ergibt sich in der FEM-Simulation eine maximale magnetische Flussdichte an der Innenkante der Windung von $5\mu\text{T}$. Die ohnehin geringen magnetischen Felder werden durch die Ferrit-Platte weiter abgeschirmt.

Weiter ist noch die gemeinsame Integration mit anderen Elementen in einen Schaltungsträger von Interesse.

5.4 Gemeinsame Integration

Eine zusätzliche Schwierigkeit wird in Zukunft sein, die gleichzeitige Integration anderer passiver Bauelemente wie Kondensatoren zu verwirklichen.

Diese benötigen eine möglichst hohe relative Permittivität des dielektrischen Materials. Diese kann aber die Übertragung des Transformators stark beeinträchtigen oder sogar unmöglich machen. Dies geschieht entweder durch den Band-Stopp-Effekt (siehe Kapitel 4.2) bei Verwendung für die Lagen zwischen den Primär- und Sekundärspulenebenen oder durch den Abfall der Einfügedämpfung durch den Einfluss der internen parasitären Gesamtkapazitäten (siehe Kapitel 4.2.2) bei Verwendung zwischen der jeweiligen Spulenebenen.

Dieser Effekt soll am Beispiel des E14 mit $N_{21} = 16/4$ mit E-I-Kern, also einer kleineren Variante des oben beschriebenen E16 mit $N_{21} = 16/4$ mit E-I-Kern (siehe Kapitel 4.3.1), mit 14mm langem I-Schenkel (siehe Bild 4 in Kapitel 3.1.2) beschrieben werden. Hier wurden lediglich die drei Lagen zwischen den vier Windungsebenen der Sekundärspule (siehe auch Abbildung 18) durch Lagen hoher relativer Permittivität von etwa 65 ersetzt. Diese verursachen durch die in etwa um den Faktor 8 erhöhte sekundäre parasitäre Gesamtkapazität eine Art kapazitiven Bypass und verhindern dadurch praktisch eine Übertragung oberhalb von 3MHz (siehe Abbildung 37). Bei 2.5MHz ist die Übertragung daher bereits wieder schlechter. Im höheren Frequenzbereich ergeben sich weiter auch einige kapazitive Überschwünge die

wie der Band-Stopp-Effekt wieder aus Gründen der Einfachheit in der Simulation nicht berücksichtigt wurden. Der Band-Stopp selbst bleibt hierbei unverändert, da für die Lagen zwischen den beiden Spulen, genau wie für die Lagen innerhalb der Primärspule, weiterhin Standard-DuPont-Tapes verwendet wurden. Die Leistungsdaten nehmen dann wie erwartet entsprechend ab.

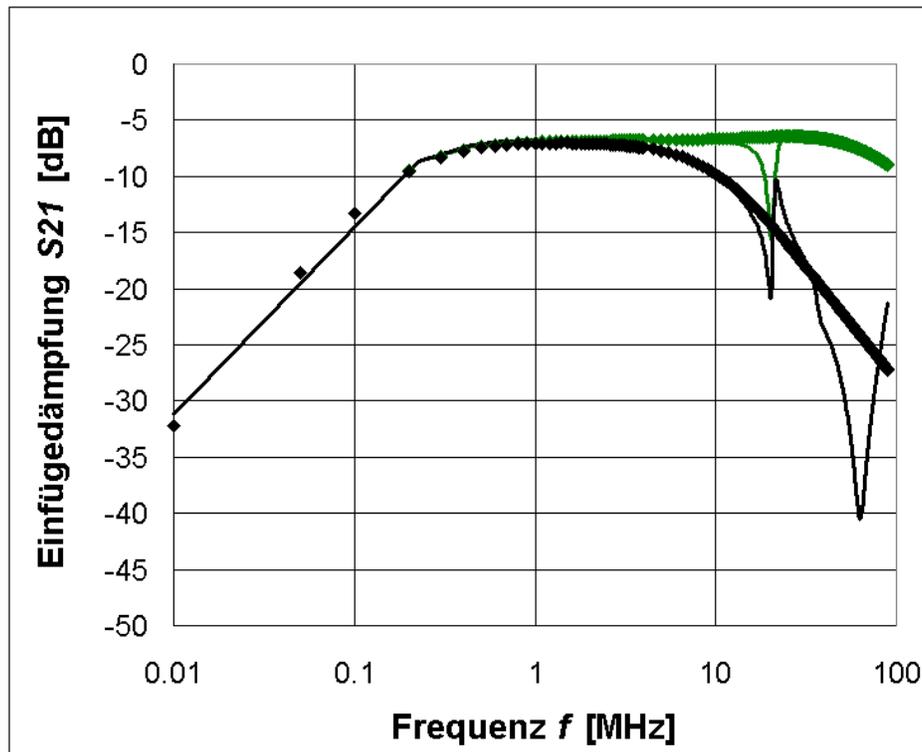


Abbildung 37: Messwerte (durchgezogene Linien) und Simulation (Punkte) der Einfügedämpfung des E14 MnZn-E-I-Kern-Transformators mit Standard-DuPont-Tapes (grüne Diamanten) und Lagen hoher Permittivität von 65 zwischen den sekundären Windungsebenen (schwarze Diamanten) mit $N_{21} = 16/4$

Die Variante mit Lagen hoher Permittivität zwischen den sekundären Windungsebenen erreicht das gleiche gute Kopplungsniveau von 0.97 wie die Standard-Variante, jedoch überträgt sie bei den entscheidenden 2.5MHz bereits wieder schlechter. Der Grund dafür ist die erhöhte parasitäre sekundäre Gesamtkapazität die sich aus der erhöhten Permittivität ergibt und eine Art kapazitiven Bypass verursacht, der eine Übertragung oberhalb von 3MHz praktisch unmöglich macht.

Im höheren Frequenzbereich ergeben sich weiter einige kapazitive Überschwünge die, aus Gründen der Einfachheit, wie der Band-Stopp-Effekt, der durch den gleichen Aufbau der Lagen zwischen den Spulen unverändert bleibt, in der Simulation nicht berücksichtigt wurden.

Eine lateral unterschiedliche Strukturierung, eine getrennte Integration mit späterem Zusammenfügen oder Ansätze mit Abstrichen auf beiden Seiten werden wohl nötig sein.

Die Entwärmung ist ein weiteres Thema, das bei vollständiger Integration bedacht werden muss.

5.5 Entwärmung

Ein weiteres Arbeitsfeld für die Zukunft wäre es, die Entwärmung von Strukturen mit LTCC-Standard-Tapes wie dem DuPont-Tape zu lösen.

Die geringe Wärmeleitfähigkeit von etwa $\lambda = 3\text{W/Km}$ im Vergleich zu z.B. einem typischen Polymer von $\lambda = 30\text{W/Km}$ oder einer AlN-Schicht von $\lambda = 180\text{W/Km}$ [83] kann, beispielweise bei auf der Oberfläche bestückten LEDs, zu Problemen führen. Es kann bei ungenügender Wärmeabfuhr zu einem Wärmestau unter der LED kommen, der ihre Funktionalität und vor allem Lebensdauer negativ beeinträchtigen kann.

Der thermische Widerstand R_{th} ergibt sich aus der Temperaturdifferenz der Wärmesenke zu den LEDs ΔT und deren Leistung P_l zu [83]:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_l} \quad . \quad (5.5.1)$$

In einer anderen Arbeit [84] wurden dazu bereits verschiedene Materialien und Verbundmöglichkeiten getestet und verglichen, aber die eigentliche Struktur muss erst noch erbracht werden.

Eine weitere häufige Darstellung für den thermischen Widerstand mit Hilfe der Wärmeleitfähigkeit, der Fläche F und der Dicke der verwendeten Schicht d_s ist [83]:

$$R_{th} = \frac{d_s}{\lambda F} \quad . \quad (5.5.2)$$

Damit zeigt sich, dass der thermische Widerstand direkt aus der Veränderung einer der drei Größen bei festen anderen beiden Größen ableitbar ist. Daher soll im Folgenden nur noch auf Möglichkeiten der Variation dieser Größen eingegangen werden.

Es wurden in FEM-Simulationen einige allgemein gültige Ansätze, wie thermische Vias verfolgt [85]. Diese sind Durchbrüche im LTCC-Board gefüllt mit Silbermetallisierung wie im LTCC-Prozess beschrieben (siehe Kapitel 1). Sie sind jedoch nicht mit den Leiterbahnen über Silberpaste verbunden, also nicht elektrisch kontaktiert. Sie sind über die Silberpaste lediglich thermisch an eine Wärmesenke wie z.B. einen Kupferblock angebunden. Ihre Wärmeleitfähigkeit beträgt etwa $\lambda = 100\text{W/Km}$. Dadurch ergibt sich eine lineare Erniedrigung des thermischen Widerstands entsprechend der Zunahme der Wärmeleitfähigkeit um einen Faktor von etwa 33, bei gleicher Fläche. Vias dieser Größe zu realisieren wird eine weitere Aufgabe der Materialtechnik sein.

Ein weiterer üblicher Ansatz sind Heat-Spreader, durchgehende Schichten von Silbermetallisierung, relativ weit oben in der Struktur, um die Wärme möglichst auf die volle mögliche Fläche und alle darin befindlichen thermischen Vias aufzuteilen und dadurch kontrolliert abzuführen [85]. Hier ergibt sich ebenfalls eine Erniedrigung des thermischen Widerstands linear mit Zunahme der Fläche.

Weiter steigt natürlich der thermische Widerstand auch linear mit der Dicke an, weswegen neue Strukturen wie kleinere Transformatoren mit weniger Schichten aus dem Output dieses Modells die Entwärmung durchaus verbessern können.

Anhang

A Demonstrator

Die hergestellten Transformatoren wurden nicht nur bei ohmscher Last mit und ohne induktiven Anteil vermessen sondern auch in Demonstratorschaltungen getestet.

Dies soll am Beispiel der E16-Version des Platten-Transformators (siehe auch Tabelle II in Kapitel 4.3) mit einem Windungsverhältnis von $N_{21} = 16/4$ und MnZn-Ferrit-Platten der Dicke $d_f = 0.8\text{mm}$ bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$ und einer realen Last zweier parallel geschalteter Serienanordnungen dreier 15W-LEDs Ostar® Lightning LE UW E3A [86] erläutert werden (siehe auch Abbildung 38).

Die Demonstratorschaltung besteht aus einem Brücken-Gleichrichter Typ Diotec GBU 8D, der für 140V Eingangsspannung ausgelegt ist, sowie einer Lade-Kapazität Typ SE von $100\mu\text{F}$, die auf Leiterplatten Typ Rademacher 720 mit einer Kupferkaschierung der Dicke $35\mu\text{m}$ gelötet [8] und zur Kühlung der LEDs auf einen Kupferblock von etwa 10mm Dicke geschraubt ist. Hierbei ist die thermische Anbindung der LEDs über gewöhnliche Wärmeleitpaste gewährleistet.



Abbildung 38: Demonstratorschaltung mit Platten-Transformator in der E16-Variante mit Windungsverhältnis $N_{21} = 16/4$ und MnZn-Ferrit-Platten der Dicke $d_f = 0.8\text{mm}$ bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$, Brücken-Gleichrichter Typ Diotec GBU 8D, Ladekapazität Typ SE, Leiterplatten Typ Rademacher 720 und sechs 15W-LEDs Ostar® Lightning LE UW E3A auf Kupferblock-Wärmesenke

Der Platten-Transformator mit einer Größe von nur 0.4cm^3 bei Abmessungen von $19 \times 16 \times 1.3\text{mm}^3$ kann die sechs LEDs zu einem Lichtstrom von 2000lm , etwa zweimal so viel wie eine übliche Glühbirne der Leistung 100W erzeugt anregen.

Es konnte bei einer Frequenz von $f = 2.5\text{MHz}$, einer effektiven Eingangsspannung $U_1 = 15\text{V}$ und einer ohmschen Last von etwa 39.3Ω eine übertragene Leistung von $P_{aus} = 77\text{W}$ bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 88.7\%$ in guter Übereinstimmung mit den gemessenen und simulierten Werten (siehe Kapitel 4.4) erreicht werden. Weiter konnten etwa 2000lm Lichtstrom gezeigt werden. Dies entspricht ungefähr dem doppelten Lichtstrom einer herkömmlichen 100W -Glühbirne.

Bezüglich des Wirkungsgrades sollte hier bedacht werden, dass die Last auch induktive Anteile zeigt, was die übertragbare Leistung und den Wirkungsgrad weiter verringert (siehe hierzu Kapitel 4.4.3).

B Energierückgewinnung

Energie ist eines der wichtigsten zukunftsorientierten Innovationsfelder. Energie zu sparen, bzw. einen Teil der verbrauchten Energie durch Rückgewinnung wieder nutzbar zu machen, ist heutzutage ein zentrales Thema [87].

Nachdem sowohl Dinge des alltäglichen Gebrauchs wie Mobiltelefone und Laptops als auch fast alle Sensorsysteme möglichst klein und unabhängig gebaut werden und kabelloser Datentransfer ebenfalls möglich ist, wird auch auf eine möglichst unabhängige eigene Stromversorgung geachtet. Da diese Geräte meist nicht mit dem Energie-Versorgungssystem verbunden sind benötigen sie sehr kleine und leichte Energiespeicher oder eine eigene Stromversorgung.

Energierückgewinnende Systeme arbeiten auch an Orten, an denen beispielsweise die Sonne für Solarzellen nicht zur Verfügung steht. Sie gewinnen Energie aus der Umgebung, z.B. sogar aus Temperaturunterschieden [88] zurück und machen damit einen Batteriewechsel vor allem an schwer zugänglichen Stellen unnötig [89]. Beispiele dafür wären ein Vibrationssensor an einer Brücke oder ein Drucksensor an einem Reifen.

Eine logische Folge einer solch neuartigen Entwicklung wie der des Platten-Transformators ist natürlich der Versuch diese Technologie auch für andere Aufgaben zu nutzen. Dadurch entstand die Idee die elektromagnetische Energierückgewinnung durch den Einsatz von Ferriten zu verbessern. Sie stellt neben elektrostatischen und piezoelektrischen Systemen die dritte Variante der drei üblichen Energierückgewinnungsarten dar [90].

Das bestehende alt bewährte Prinzip, aus kinetischer Energie, z.B. aus der Schwingung einer vibrierenden Maschine oder Rotation einer Achse, elektrische Energie zu erzeugen [91], hängt direkt vom Betrag der magnetischen Flussdichte ab. Hier wird aus der Flussänderung am Ort der Spule, durch die verkoppelte Schwingung eines relativ zur Spule bewegten Permanent-Magneten, über das Induktionsgesetz Spannung und dann über die Lenzsche Regel auch ein Strom erzeugt [17].

Ersetzt man nun gedanklich die Primär-Spule des Platten-Transformators durch einen Permanent-Magneten, so erhält man nicht nur ein definiertes magnetisches Feld sondern in diesem Fall auch eine feste magnetische Flussdichte. Eine Verstärkung dieser Flussdichte im Querschnitt der Sekundärspule durch Ferrit, wie z.B. beim E-Kern-Transformator, ist daher auf Grund der Stetigkeitsbedingung der Normal-Komponenten der magnetischen Flussdichte (siehe Gleichung (2.2.6) in Kapitel 2.2) nicht möglich. Dies lässt sich am Beispiel einer senkrecht aus der Stirnfläche des Magneten austretenden Feldlinie, die eine Ferritschicht durchdringt sehr leicht einsehen: Die Normal-Komponente der Flussdichte muss innerhalb und außerhalb der Ferritschicht gleich groß sein.

Eine Flussführung durch eine aufgelegte Ferrit-Platte und damit Bündelung durch die Windungen der Sekundärspule ist dagegen, analog zum Platten-Transformator (siehe auch Kapitel 4.1.3), weiter möglich. Die Stetigkeitsbedingungen zeigen hier schnell wieder, dass die Feldlinien durch die Anwesenheit von Ferrit ihren Verlauf ändern. Dadurch wird auch wieder die Kopplung und durch den erhöhten Fluss in der Sekundärspule in diesem Fall auch die Ausbeute der Induktion und damit der rückgewonnenen Energie verbessert.

Dies kann an dem in Abbildung 39 gezeigten einfachen Beispiel veranschaulicht werden: Ein Permanent-Magnet erzeugt eine Streuflusskonfiguration während er auf eine in LTCC realisierte Windung mit und ohne Ferrit-Platte zu bewegt wird. Durch die Ferrit-Platte werden die Feldlinien von einem runden Verlauf und einer breit gestreuten Flussverteilung in eine nahezu rechteckige Form bei engerer Bündelung gebracht (siehe Bild 15 in Kapitel 4.1.3). Dadurch erhöht sich der Fluss durch die Spule und die bei Bewegung des Magneten auf die

Windung zu erzielte maximale Flussänderung von Null auf Maximum bei durch den Aufbau fest vorgegebenen minimalen Abständen. Damit kann eine Steigerung der Effizienz erreicht werden.

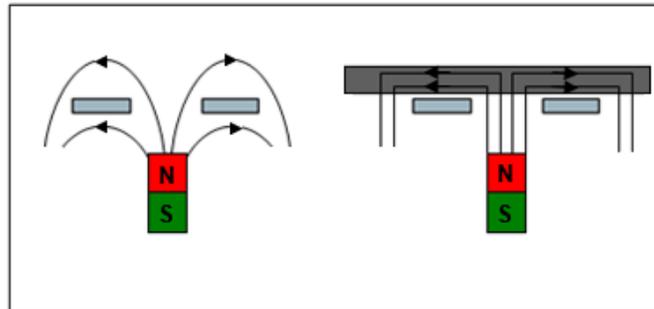


Abbildung 39: Querschnitt der Frontalansicht des schematischen Feldverlaufs des Permanent-Magneten (rot-grün) mit und ohne Ferrit-Platte (schwarz) bezüglich einer Windung (grau)

Die Feldlinien des Magnetfeldes des Permanent-Magneten werden von einem runden Verlauf und einer breit gestreuten Verteilung durch Anwesenheit einer Ferrit-Platte in eine nahezu rechteckige Form bei engerer Bündelung gebracht.

Dadurch wird der Fluss durch die Spule und damit auch die maximal mögliche Flussänderung erhöht. Somit erhöht sich ebenfalls die Ausbeute der Induktion.

Die Energierückgewinnung in LTCC kann also durch die innovative Anwendung von Ferriten in der Art des Platten-Transformators weiter verbessert werden. Generell ergibt sich hier bereits ohne Ferrit eine hohe Ausbeute, wie auch die Messergebnisse einiger Gruppen zeigen. So konnten bereits ohne Ferrit z.B. 7mW bei einer Baugröße von 9cm³ und einer Frequenz von 35Hz [92] bzw. 1.9mW bei einer Baugröße von nur 81mm³ und einer Frequenz von 888.3Hz [93] mit einem LTCC-Aufbau (siehe Kapitel 1) einer Spule aus Kupfer- bzw. Silber-Metallisierung in Keramik realisiert werden.

Danksagung

Ich möchte all jenen danken, die mich während meiner Doktorarbeit unterstützt haben, Herrn Prof. Dr. Univ. Rudolf Gross, Leiter des Lehrstuhls für Technische Physik der Technischen Universität München sowie des Walther-Meißner-Instituts für Tieftemperaturforschung der Bayerischen Akademie der Wissenschaften, der sich bereit erklärt hat diese Doktorarbeit zu betreuen, Herrn Dr. Univ. Richard Matz, meinem Betreuer bei der Abteilung Corporate Technology (CT) Materials and Microsystems Ceramics (MM2) der Siemens AG Standort Zentrale München Neuperlach Süd, davon weiter Herrn Dipl.-Ing. FH Dieter Götsch, der mir vor allem bei Messungen, Layout-Fragen und der Planung der Demonstratoren half, Herrn Dr. Univ. Roman Karmazin, der mir stets Material-Parameter nannte und jeden der simulierten Entwürfe technisch zu realisieren versuchte, Frau Dipl.-Ing. FH Ruth Männer, die unermüdlich an der Linie einen Durchlauf nach dem anderen anfertigte und schließlich Herrn Schilling und Herrn Thangeswaran, die mir bei der Herstellung der Demonstratoren halfen und alle angefertigten Teile der Entwürfe weiter bearbeiteten. Weiter möchte ich Herrn Dr. Univ. Thorsten Steinkopff, der mir bei einigen formellen ANSYS-Fragen weiterhalf, sowie Frau Anett Hebold, die in allen organisatorischen Dingen Rat wusste und Herrn Dr. Univ. Wolfgang Rossner der mir diese Doktorarbeit bei der Siemens AG München ermöglichte danken.

Literaturverzeichnis

- [1] Matsuki H and Murakami K. A new cloth inductor using amorphous fiber. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1985, **21**:1738-1740
- [2] Oshiro O, Tsujimoto H and Shirae K. A novel miniature planar inductor. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1987, **23**:3759-3761
- [3] Van Wyk J D, Lee F C. Power electronics technology at the dawn of the new millennium-status and future. *Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference*, 1999, **1**:3-12
- [4] Sato T, Hasegawa M, Mizoguchi T and Sahashi M. Study of high power planar inductor. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1991, **27**:5277-5279
- [5] Van Wyk J D, Ferreira J A. Some present and future trends in power electronic converters. *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) International Conference for Industrial Electronics Control, Instrumentation and Automation*, 1992, **1**:9-15
- [6] Ahn C H and Allen M G. A new toroidal-meander type integrated inductor with a multilevel meander magnetic core. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1993, **30**:73-79
- [7] Fladerer F. Trockentransformator mit höherer Effizienz. *Maschinenmarkt*, 2009, **1**:1-2
- [8] Bürklin. Die ganze Elektronik. *Katalog*, 2008, **1**:116-982
- [9] Gongora-Rubio M R, Espinoza-Vallejos P, Sola-Laguna L, Santiago-Avilés J J. Overview of low temperature co-fired ceramics tape technology for meso-system technology (MsST). *Sensors and Actuators A: Physical*, 2001, **3**:222-241
- [10] Karmazin R, Matz R, Götsch D, Männer R. Development of MnZn ferrites for LTCC applications. *Proceedings of the German Conference of the International Microelectronics and Packaging Society (IMAPS) München 8-9 Oktober*, 2007
- [11] Matz R, Götsch D, Karmazin R, Männer R, Siessegger B. Low temperature cofirable MnZn ferrite for power electronic applications. *Journal of Electroceramics*, 2009, **22**:209-215
- [12] Wersing W. Der LTCC-Fabrikationsprozess. *Siemens Aktiengesellschaft (AG)*, 1999
- [13] Prieto M J, Pernía A M, Lopera J M, Martínez J A and Nuño F. Turn-coupling in thick-film integrated magnetic components for power converters. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packing Technologies*, 2008, **31**:837-848

- [14] Lim M H F, Van Wyk J D. Applying the Steinmetz Model to Small Cores in LTCC Ferrite for Integration Applications. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Applied Power Electronics*, 2009, **24**:1027-1033
- [15] Waffenschmidt E. Design and application of thin, planar magnetic components for embedded passives integrated circuits. *Proceedings of the 35th Annual Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Power Electronics Specialists Conference*, 2004, **35**:4546-4552
- [16] Goßner T, Götsch D, Karmazin R, Männer R and Matz R. Efficient Design of Planar Transformers. *Planned for Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2009
- [17] Küpfmüller K. Einführung in die theoretische Elektrotechnik. *Springer*, 1988, **12**:149-454
- [18] Moulson A J, Herbert J M. Electroceramics. *Wiley*, 2003, **2**:473-475
- [19] Amalou F, Bornand E L, Gijs M A M. Batch-Type Millimeter-Size Transformers for Miniaturized Power Applications. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 2001, **37**:2999-3003
- [20] DuPont. Kommerzielles LTCC-Tape. *Firma*, 951
- [21] Karmazin R, Dernovsek O, Ilkov N, Wersing W, Roosen A, Hagymasi M. New LTCC-hexaferrites by using reaction bonded glass ceramics. *Journal of the European Ceramic Society*, 2005, **25**:2029-2032
- [22] Rozanov K N, Li Z W, Chen L F, Koledintseva M Y. Microwave permeability of Co₂Z composites. *Journal of Applied Physics*, 2005, **97**:1-7
- [23] Matters-Kammerer M, Mackens U, Reimann K, Pietig R, Hennings D, Schreinemacher B, Mauczok R, Gruhlke S, Martiny C. Material properties and RF applications of high k and ferrite LTCC ceramics. *Microelectronics and Reliability*, 2006, **46**:134-143
- [24] Hong S H, Park J H, Choa Y H, Kim J. Magnetic properties and sintering characteristics of NiZn(Ag, Cu) ferrite for LTCC applications. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2005, **290**:1559-1562
- [25] Barth S, Bechtold F, Müller E, Mürbe J, Töpfer J. Low Sintering Ni-Cu-Zn-Ferrite Tapes for LTCC Integrated Inductors. *Proceedings of the 1st International Microelectronics and Packaging Society (IMAPS) / The American Ceramic Society (ACerS) / International Conference and Exhibition on Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT)*, 2005
- [26] Hahn R, Sommer G, Dörr I, Schwerzel S, Reichl H. Design of integrated inductances based on ferromagnetic LTCC layers. *Advancing Microelectronics*, 2006, **33**:8-16

- [27] Lim M H, Liang Z, Van Wyk J D. Low profile integratable inductor fabricated based on LTCC technology for microprocessor power delivery applications. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2007, **30**:170-177
- [28] Lim M H, Van Wyk J D, Lee F C, Ngo K D T. A class of ceramic-based chip inductors for hybrid integration in power supplies. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Power Electronics*, 2008, **23**:1556-1564
- [29] Yamamoto Y, Makino A, Yamaguchi T, Sasada I. Fine grained ferrite for low profile transformer. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1997, **33**:3742-3744
- [30] Itoh S, Yamamoto Y, Makino A, Yamaguchi T, Sasada I. A Low Profile High Frequency Transformer Using A Fine Grained Mn-Zn Ferrite. *Proceedings of the 29th Annual Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1998, **2**:1492-1498
- [31] Lebourgeois R, Ganne J P, Lloret B. High Frequency Mn-Zn Power Ferrites. *Journal de Physique IV France*, 1997, **7**:105-108
- [32] Inoue T, Furukawa M, Sato T, Yamasawa K, Takahashi T, Sasaki Y, Yamamoto Y, Hatanai T, Makino A. A Novel Transmission-Line Type High Frequency Transformer using A Fine-Grain Mn-Zn Ferrite. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1999, **35**:3538-3540
- [33] Drogenik M, Žnidaršič A, Makovec D. Stabilisation of MnZn ferrites by the re-oxidation of the grain boundaries. *Zeitschrift für Metallkunde*, 2001, **92**:110-114
- [34] Jeong W H, Han Y H, Song B M. Effects of grain size on the residual loss of Mn-Zn ferrites. *Journal of Applied Physics*, 2002, **91**:7619-7621
- [35] Lahti M, Lantto V, Leppävuori S. Planar inductors on a LTCC substrate realized by gravure-offset-printing technique. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2000, **23**:606-610
- [36] Jiang H, Wang Y, Yeh J L A, Tien N C. On-chip spiral inductors suspended over deep copper-lined cavities. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2000, **48**:2415-2423
- [37] Zou J, Liu C, Trainor D R, Chen J, Schutt-Ainé J E, Chapman P L. Development of three-dimensional inductors using plastic deformation magnetic assembly. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2003, **51**:1067-1075
- [38] Rais-Zadeh M, Laskar J, Ayazi F. High performance inductors on CMOS-grade trenched silicon substrate. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2008, **31**:126-134
- [39] Saidani M, Gijss M A M. Cubic Millimeter Power Inductor Fabricated in Batch-Type Wafer Technology. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2003, **12**:172-178

- [40] Ludwig M, Duffy M, O'Donnell T, McCloskey P, Mathùna S C Ó. PCB integrated inductors for low power DC/DC converter. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Power Electronics*, 2003, **18**:937-945
- [41] Abel D A. Multi-layer transformer apparatus and method. *United States of America (US) Patent 6 198 374 B1*, 2001
- [42] Wahlers R L, Huang C Y D, Heinz M R, Feingold A H, Bielawski J, Slama G. Low Profile LTCC transformers. *Proceedings of the International Symposium of the International Microelectronics and Packaging Society (IMAPS)*, 2002, 76-80
- [43] Slama G. Low-temp co-fired magnetic tape yields high benefits. *Power Electronics Technology*, 2003, **1**:30-34
- [44] Hess J. Innovatives Transformator-design mit Ferritfolie FPC - Schluss mit Streufeldverlusten. *Components*, 1999, **2**:32-34
- [45] Swihart M A. Planar Ferrites - Transformer and Inductor Design Requires Attention to Electrical, Mechanical, Magnetic Properties. *Power Conversion Intelligent Motion (PCIM) Power Electronics Systems*, 1999, **25**:12-30
- [46] Dalichau H. Auf Leistung getrimmt - Ferrite mit geringer Verlustleistung für Leistungswandler. *Elektronik Praxis*, 2003, **2**:64-66
- [47] Popov T, Fenerdjiev L, Ivanov D. Energy-Saving Ferrite Transformers. *Problems of Engineering Cybernetics and Robotics*, 2005, **55**:45-52
- [48] Beuckmann T. Transducer core with complex shaped injection moulded Ferrite. *Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) Fördernummer 16SV1503*, 2006
- [49] Liu Z, Winands G J J, Yan K, Pemen A J M, Van Heesch E J M. A high-voltage pulse transformer with a modular ferrite core. *Review of Scientific Instruments*, 2008, **79**:1-5
- [50] Matz R. Ceramic Integration and Joining. *Wiley*, 2009
- [51] Chan S S M, Chung H S H, Lee Y S. Design and implementation of dimmable electronic ballast based on integrated inductor. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Power Electronics*, 2007, **22**:291-300
- [52] Lipkes M. Method of manufacturing a laminated ferrite chip inductor. *United States of America (US) Patent 6643913*, 1999
- [53] Hurley W G, Duffy M C. Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 1995, **31**:2416-2422
- [54] Zhao L, Van Wyk J D. Frequency-domain modeling of integrated electromagnetic power passives by a generalized two-conductor transmission structure. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Circuits and Systems*, 2004, **51**:2325-2337

- [55] Kammerer M K. LTCC modules for power supply and IF circuitry in RF amplifiers. *Dissertation*, 2007
- [56] Lim M H F, Van Wyk J D, Liang Z. Internal Geometry Variation of LTCC Inductors to Improve Light-Load Efficiency of DC-DC Converters. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2009, **32**:3-11
- [57] Hui S Y R, Tang S C, Chung H S H. Optimal Operation of Coreless PCB Transformer-Isolated Gate Drive Circuits with Wide Switching Frequency Range. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Power Electronics*, 1999, **14**:506-514
- [58] Schellmanns A, Fouassier P, Keradec J P, Schanen J L. Equivalent Circuits for Transformers Based on One-Dimensional Propagation: Accounting for Multilayer Structure of Windings and Ferrite Losses. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Magnetics*, 2000, **36**:3778-3784
- [59] Tang S C, Hui S Y R, Chung H S H. A Low-Profile Power Converter Using Printed-Circuit Board (PCB) Power Transformer with Ferrite Polymer Composite. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Power Electronics*, 2001, **16**:493-498
- [60] Yang X, Yang J, Shi Y, Wang Z. Character Analysis and Comparison between Noncrystal and Ferrite Transformers. *Proceedings of the 32nd Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Power Electronics Specialists Conference*, 2001, **2**:617-619
- [61] Arshak K I, Ajina A, Egan D. Development of a flyback polymer thick film planar transformer using Mn-Zn ferrite for HF switch mode DC-DC converter. *International Journal of Electronics*, 2002, **89**:159-169
- [62] Hahn R. Leistungsinduktivitäten auf Basis der LTCC-Technik - Integrierbare Ls. *Design und Elektronik*, 2005, **5**:68-73
- [63] Zhang D, Tseng K J. Effect of High Permittivity and Core Dimensions on the Permeability Measurement for Mn-Zn Ferrite Cores used in High-Frequency Transformer. *Proceedings of the 3rd Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) International Workshop on Electronic Design, Test and Applications*, 2006
- [64] Glubokov O A, Bondar D B, Shelkovnikov B N. Monolithic Broadband Transformers for Differential Circuits using Multilayer LTCC. *Proceedings of the International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2006
- [65] Raab F H. Model for the low-frequency performance of ferrite-loaded balun transformers. *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) International Microwave Symposium (IMS)*, 2007
- [66] Waffenschmidt E, Jacobs J. Planar Resonant Multi-Output Transformer for Printed Circuit Board Integration. *Proceedings of the 39th Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Power Electronics Specialists Conference Greece*, 2008

- [67] Lavers J D, Lavers E D. An Accuracy of 2-D vs. 3-D Finite Element Models For Ferrite Core, Sheet Wound Transformers. *Proceedings of the 17th Annual Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Applied Power Electronics Conference (APEC) and Exposition*, 2002, **1**:158-164
- [68] Von Parpart J. Breitbandige Ferrit-Hochfrequenztransformatoren. *Höthig*, 1997
- [69] Matz R, Götsch D, Goßner T, Karmazin R, Männer R and Siessegger B. Power Inductors in Ceramic Multilayer Circuit Boards. *Journal of Microelectronics and Electronic Packaging*, 2008, **5**:161-168
- [70] Landau L D, Lifschitz E M. Lehrbuch der Theoretischen Physik, Elastizitätstheorie. *Akademie*, 1975, **1**:17
- [71] Meuche H, Lange D, Nguyen A H. The impact of pressure on ferrites. *EPCOS Components*, 2005, **3**:35-38
- [72] Whitaker J C. Transformers. *The Electronics Handbook*, 1996, **61**:927-937
- [73] Pawel S, Thalheim J. 1700V Fully Coreless Gate Driver with Rugged Signal Interface and Switching-Independent Power Supply. *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) International Symposium on Power Semiconductor Devices and Integrated Circuits (ISPSD) United States of America (USA)*, 2008
- [74] Münzer M, Ademmer W, Strzalkowski B, Kaschani K T. Coreless transformer a new technology for half bridge driver IC's. *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) International Symposium on Power Semiconductor Devices and Integrated Circuits (ISPSD) United States of America (USA)*, 2008
- [75] Karmazin R, Götsch D, Goßner T, Männer R, Matz R. New materials for integrated inductors, *Proceedings of the International Exhibition and Conference for Power Conversion Intelligent Motion (PCIM) Power Electronics and Power Quality Europe*, 2009
- [76] Sato T, Yokoyama H, Yamasawa K, Toya K, Kobayashi S and Minamisawa T. Multilayered transformer utilizing Mn-Zn ferrite and its application to a forward-type DC-DC converter. *Electrical Engineering in Japan*, 2001, **135**:1-8
- [77] Matz R, Götsch D, Goßner T, Karmazin R, Männer R, Siessegger B. Ceramic Multilayer Integration of Power Electronic Capacitors and Inductors. *Proceedings of the 5th International Conference on Microwave Materials and Their Applications (MMA) China Hangzhou 1-4 November*, 2008
- [78] Philippow E. Grundlagen der Elektrotechnik. *Akademische Verlagsgesellschaft GEEST & PORTIG K.-G.*, 1968, **4**:3-407
- [79] Wadell B C. Transmission Line Design Handbook. *Artech House*, 1991, **1**:7-543
- [80] Pozar D M. Microwave Engineering. *Wiley*, 1998, **2**:3-673

- [81] Mulder S. Loss Formulas for Power Ferrites and their Use in Transformer Design. *Eindhoven*, 1994
- [82] Reisch M. Elektronische Bauelemente - Funktion, Grundschaltungen, Modellierung mit SPICE. *Springer*, 2007
- [83] Zawada T. Simultaneous estimation of heat transfer coefficient and thermal conductivity with application to microelectronic materials. *Microelectronics Journal*, 2006, **37**:340-352
- [84] Wochnik A. Der Wärmewiderstand im Verbund von Glaskeramik und Kühlkörper. *Masterarbeit*, 2009
- [85] Müller J, Mach M, Thust H, Kluge C, Schwanke D. Thermal Design Considerations for LTCC Microwave Packages. *Proceedings of the 4th European Symposium of the International Microelectronics and Packaging Society (IMAPS) Slovenia*, 2006
- [86] Osram. Kommerzielle LED. *Firma*, LE UW E3
- [87] Schwab A J. Elektroenergiesysteme - Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie. *Springer*, 2006
- [88] Markowski P, Dziedzic A, Prociów E, Berlicki T. Design and Fabrication of Thin-and/or Thick-Film Thermoelectric Microgenerators. *Proceedings of the 31st International Conference and Exhibition of the International Microelectronics and Packaging Society (IMAPS) Poland*, 2007
- [89] Vollmuth J. Batterielose Funkmodule mit Energy Harvesting. *Elektronik Praxis*, 2008
- [90] Beeby S P, Tudor M J, White N M. Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. *Measurement Science and Technology*, 2006, **17**:175-195
- [91] Cao X, Chiang W J, King Y C, Lee Y K. Electromagnetic Energy Harvesting Circuit With Feedforward and Feedback DC-DC PWM Boost Converter for Vibration Power Generator System. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Power Electronics*, 2007, **22**:679-685
- [92] Scherrer S, Plumlee D G, Moll A J. Energy scavenging device in LTCC materials. *Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Workshop on Microelectronics and Electron Devices (WMED)*, 2005
- [93] Pan C T, Chen Y J. Application of low temperature co-fire ceramics on in-plane micro-generator. *Sensors and Actuators A*, 2008, **144**:144-153

Vorab-Publikationen

- (1) Matz R, Götsch D, Goßner T, Karmazin R, Männer R and Siessegger B. Power Inductors in Ceramic Multilayer Circuit Boards. *Journal of Microelectronics and Electronic Packaging*, 2008, **5**:161-168
- (2) Matz R, Götsch D, Goßner T, Karmazin R, Männer R, Siessegger B. Ceramic Multilayer Integration of Power Electronic Capacitors and Inductors. *Proceedings of the 5th International Conference on Microwave Materials and Their Applications (MMA) China Hangzhou 1-4 November, 2008*
- (3) Karmazin R, Götsch D, Goßner T, Männer R, Matz R. New materials for integrated inductors, *Proceedings of the International Exhibition and Conference for Power Conversion Intelligent Motion (PCIM) Power Electronics and Power Quality Europe, 2009*
- (4) Goßner T, Götsch D, Karmazin R, Männer R and Matz R. Efficient Design of Planar Transformers. *Planned for Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Transactions on Components and Packaging Technologies, 2009*

Buch-Kapitel

Matz R. Ceramic Integration and Joining. *Wiley*, 2009