

# Verringerung der Wirbelstromverluste in Mittelfrequenzspulen durch Einsatz permeabler Schirme

von

Peter Wallmeier, H. Grotstollen

Universität-Gesamthochschule Paderborn

Fachgebiet Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik

Warburger Str. 100

33095 Paderborn

## Kurzfassung

In diesem Beitrag wird eine neue Methode zur Reduktion der Wirbelstromverluste in den Leiterlagen von Mittelfrequenzspulen mit Luftspalt vorgestellt. Sie basiert auf dem Prinzip der magnetischen Schirmung. Das Wirkungsprinzip wird anhand analytischer Betrachtungen der Feldgrößen und mithilfe von Finite-Element-Simulationen erläutert. Die Reduktion der Wirbelstromverluste durch diese Methode wird durch ein exemplarisches Beispiel belegt, in dem eine Verlustleistungsverringerung von bis zu 30% erreicht wurde.

## 1 Einleitung

Durch die steigende Anforderungen an den Wirkungsgrad und die Leistungsdichte von modernen Stromversorgungsgeräten wurde die Entwicklung dazu gezwungen, einerseits auf der Topologieebene nach Verbesserungen von Schaltungskonzepten oder gar neue zu suchen, aber auch andererseits auf der Komponentenebene neue, verbesserte Technologien zu erschließen. Auf der Topologieebene wurden in den letzten Jahren mit Erfolg Schaltungen entwickelt, die durch Einfügen von Resonanztechniken Nullspannungs- bzw. Nullstromschalten erreichten, was zu verringerten Schaltverlusten der beteiligten Leistungshalbleitern führte. Andererseits wurde auf der Komponentenebene durch die Entwicklung von sehr schnellen Dioden, IGBTs und MOSFETs Verbesserungen des Schaltverhaltens erreicht. Durch diese Entwicklungen wurden höhere Schaltfrequenzen realisierbar, so daß eine Reduktion der Größe magnetischer Bauelemente möglich war. Allerdings erfordern die mit zunehmender Frequenz ansteigenden parasitären Effekte wie Wirbelstromverluste in den Wicklungen, Ummagnetisierungsverluste in den Kernwerkstoffen, Koppelkapazitäten etc. eine Überarbeitung der bisher angewandten Entwurfsverfahren [1]-[4], die solche Effekte vernachlässigen. Insbesondere wurden für Mittelfrequenztransformatoren Optimierungsstrategien auf Basis der neuen Entwurfsgleichungen vorgestellt. Durch die Schachtelung von Primär- und Sekundärwicklungen konnte eine erhebliche Erhöhung der Packungsdichte dieser Transformatoren erreicht werden. Neue Kernbauformen und optimale Leiterlagendicken wurden als Ergebnis von numerischen Optimierungen vorgeschlagen [13]. Im Gegensatz zum Mittelfrequenztransformator verbleibt die Mittelfrequenzspule als ein magnetisches Bauelement, das die übertragbare Leistung besonders in Topologien, die Resonanzschaltechniken nutzen, stark begrenzt, da sie hier mit einem breitbandigen Strom belastet wird. Spulen mit niederpermeablem Pulvereisenkern ohne Luftspalt haben den Nachteil großer Kernverluste bei hohen Wechselfeldamplituden, was sie für die Anwendung als Mittelfrequenzspule mit breitem Stromspektrum ausschließt. Im Gegensatz dazu weisen Spulen mit Luftspalt und hochpermeablem, verlustarmen Kernmaterial (zumeist

Ferrit) den Nachteil auf, daß durch die Aufweitung des Luftspaltfeldes hohe, lokal auftretende Wirbelstromverluste in den luftspaltnahen Leiterlagen auftreten, die zusätzlich zu den Wirbelstromverlusten durch den inneren und induzierten Skin-Effekt auftreten. Zur Reduktion des Luftspalteffektes wurden in der Literatur im wesentlichen die folgenden drei Verfahren vorgestellt:

1. Abstandsvergrößerung der Leiterlagen zum Luftspalt [5]

Nachteile:

- Erhöhung der mittleren Windungslänge und Erhöhung des Wirkwiderstandes
- Erhöhung des Streufeldes
- Verschwendung von Wickelfläche

Vorteil:

- Die Leiterlagen sind einem niedrigerem Luftspaltfeld ausgesetzt

2. Quasi-verteilter Luftspalt [6]

Nachteile:

- Erhöhung des effektiven Luftspaltvolumens
- komplizierte Fertigung

Vorteil:

- Verminderung der Feldaufweitung durch Abfolge von kleinen Luftspalten

3. Verteilter Luftspalt [7]

Nachteile:

- Erhöhung des effektiven Luftspaltvolumens
- komplizierte Fertigung durch Ersetzen des Luftspaltes durch niederpermeablen Werkstoff

Vorteil:

- Verminderung der Feldaufweitung durch gute Feldführung des „Luftspaltes“

Betrachtet man die Nachteile dieser Lösungsvorschläge, so erscheinen sie wenig angebracht für kommerzielle Anwendungen, da hier der Kostenaspekt im Vordergrund steht und die Anwendung von in großen Stückzahlen gefertigten Standardkernen ohne aufwendige Modifikationen gewünscht wird. Die Verringerung von induzierten Wirbelstromverlusten kann durch die Anwendung von Hochfrequenzlitze erreicht werden, die allerdings einen geringeren Kupferfüllfaktor und erhöhte Kosten zur Folge haben. Weiterhin kann eine Reduktion dieser Verluste durch Reduktion des Leiterdurchmessers von Rundleitern bzw. der Leiterlagendicken bei Folienleitern herbeigeführt werden [4], was allerdings eine Erhöhung des Gleichstromwiderstandes verursacht. Dieser Artikel hat nun zum Ziel, eine einfache und kostengünstige Methode auf Basis von permeablen Schirmen zur Reduktion der Wirbelstromverluste durch die Aufweitung des Luftspaltfeldes und des Streufeldes vorzustellen, die die oben genannten Nachteile möglichst umgeht.

In den folgenden Abschnitten werden die Verlustleistungsmechanismen in Spulen mit Luftspalt rekapituliert und anhand vereinfachter analytischer Betrachtungen die Ursachen für die Wirbelstromverluste erläutert. Aus diesen Erkenntnissen wird dann die Einführung von permeablen, isolierenden Folien zwischen den Lagen und zu den Luftspalten hin abgeleitet und Entwurfsrichtlinien aus analytischen Betrachtungen und numerischen Feldberechnungen abgeleitet. Der Artikel endet mit einer Verifikation anhand eines Beispiels und einer Zusammenfassung.

## 2 Wirbelstromverluste durch Streufeld und Luftspaltfeld

Bild 1 zeigt einen axialen Schnitt durch eine Spule und darunter die näherungsweise Abhängigkeit der magnetischen Feldstärke im Wickelraum von der Radiuskoordinate in zwei Querschnittsebenen. Die  $y, z$ -Komponente der magnetischen Feldstärke steigt von der  $L$ -ten, also äußersten Leiterlage, bis zur ersten Leiterlage in jeder Lage um etwa  $\Delta H_i \approx N_i I / W_w$  an. Dabei ist  $I$  der Spulenstrom,  $N_i$  die Windungszahl der  $i$ -ten Windung und  $W_w$  die Wickelbreite. Das Feld des Luftspaltes (Linie 2) durchsetzt die Leiter der ersten Lagen und fällt von etwa  $H_c \approx (NI/l_c)$  in der Mitte des Luftspaltes auf  $H \approx NI/W_w$  nahe der ersten Leiterlagen. Hier ist  $l_c$  die Luftspatlänge des Mittelschenkels und  $N$  die Gesamtwindungszahl. Die Feldaufweitung wird offensichtlich von der Luftspatlänge bestimmt. Die quasi-stationäre Feldverteilung in den Leiterlagen kann mit hinreichender Genauigkeit durch die Lösung der 2-dimensionalen Skin-Gleichung und in den nichtleitenden Räumen durch die Lösung der Laplace-Gleichung unter Erfüllung der Randbedingungen an den Grenzflächen bestimmt werden. Eine geschlossene, analytische Lösung für diesen Fall ist aus der Literatur nicht bekannt. Daher wurden zunächst numerisch, mithilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM), die in dem Programm MAWELL 2D/3D [12] implementiert ist, Untersuchungen durchgeführt. Dabei zeigte sich, daß das magnetische Feld zumeist eine nicht vernachlässigbare  $x$ -Komponente besitzt, die in Richtung der horizontalen Wickelfensterbegrenzung verschwindet. Die Notwendigkeit dieses Querfeldes ist durch die Erfüllung von  $\oint_s \vec{H} d\vec{s} = 0$  in dem Zwischenraum vom Mittelschenkel zur ersten Leiterlage gegeben, da in diesem Bereich die  $y$ -Komponente des magnetischen Feldes von der ersten Leiterlage zum hochpermeablen Mittelschenkel gemäß Bild 1 auf nahezu Null abnimmt. Eine näherungsweise analytische, eindimensionale Betrachtung ist allerdings möglich und soll im Folgenden kurz erläutert werden.:

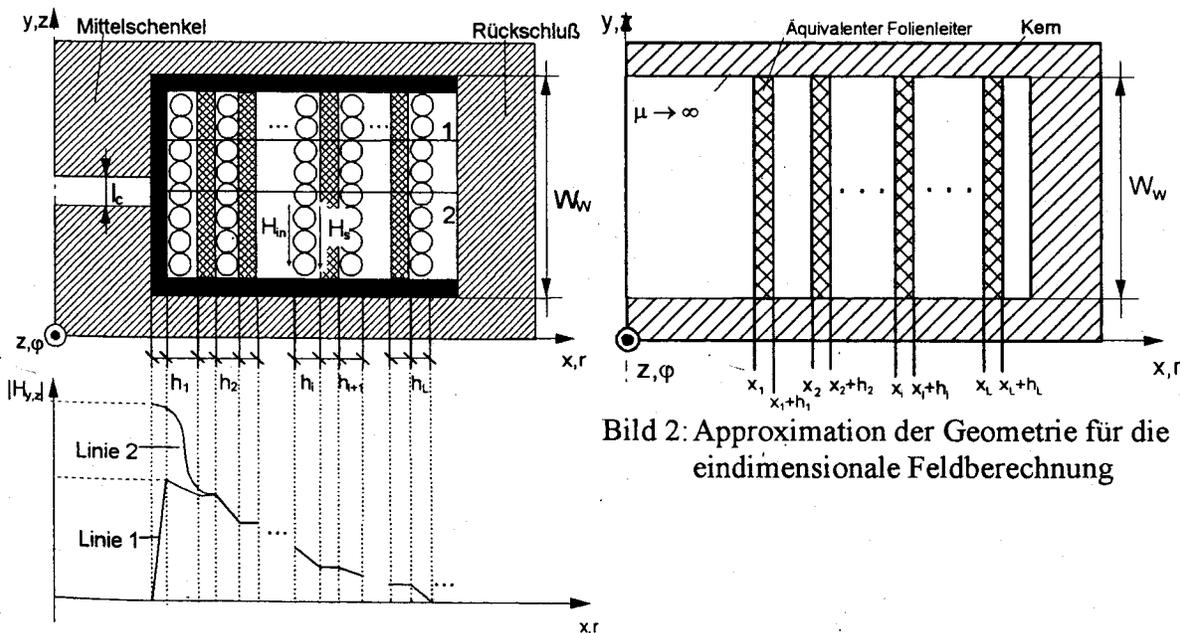


Bild 1: Typischer Feldstärkeverlauf entlang zweier Linien parallel zur  $x, r$ -Achse

Die Geometrie wird zunächst gemäß Bild 2 stark vereinfacht. Somit werden alle Randeffekte, die Aufweitung des Luftspaltfeldes und der Einfluß des Mittelschenkels auf die Feldverteilung vernachlässigt. Desweiteren werden alle Leiterlagen durch äquivalente Folienleiter gleichen

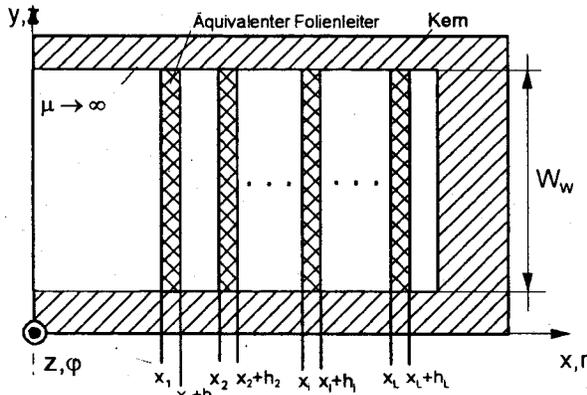


Bild 2: Approximation der Geometrie für die eindimensionale Feldberechnung

Gleichstromwiderstandes approximiert. Für diese stark vereinfachte Geometrie ist eine Lösung dieses eindimensionalen, quasi-stationären Feldproblems aus der Literatur bekannt [8]. Die Lösung ergibt den Verlustleistungsbelag  $P_{v,i,v}$  im  $i$ -ten Leiter für die  $v$ -te Oberschwingung  $I_v$  des Spulenstromes  $i(t) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} I_v e^{jv\Omega t}$ . Sie ist durch den Zusammenhang

$$P_{v,i,v} = R_{DC_i} \frac{x_{i,v} W_w^2}{2} \left( \underbrace{f_s(x_{i,v}) \Delta H_{i,v}^2}_{\text{Innerer Skin-Effekt}} + \underbrace{f_p(x_{i,v}) (|\Delta H_{i,v}| + 2|H_s|)}_{\text{Ind. Skin-Effekt}} \right)^2 \quad \text{gegeben.} \quad (2.1)$$

Dabei wurde weiterhin die Krümmung vernachlässigt, so daß die Lösung in kartesischen Koordinaten ermittelt wurde. Hier ist  $R_{DC_i}$  der Gleichstromwiderstand der  $i$ -ten Lage,  $x_{i,v} = h_i / \delta_v$  die bezogene Lagendicke,  $\delta_v$  die Eindringtiefe bei der  $v$ -ten Oberschwingung,  $h_i$  die Dicke der äquivalenten Folienleiter. Die Funktionen  $f_s(x_{i,v})$  und  $f_p(x_{i,v})$  sind

$$f_s(x_{i,v}) = \frac{\sinh(x_{i,v}) + \sin(x_{i,v})}{\cosh(x_{i,v}) - \cos(x_{i,v})} \quad \text{und} \quad f_p(x_{i,v}) = \frac{\sinh(x_{i,v}) - \sin(x_{i,v})}{\cosh(x_{i,v}) + \cos(x_{i,v})}. \quad (2.2)$$

Diese Funktionen steigen monoton mit der Frequenz und beschreiben den Anstieg von Wirbelstromverlusten durch den inneren Skin-Effekt ( $f_s(x_{i,v})$ ) und induzierten Skin-Effekt durch das Streufeld ( $f_p(x_{i,v})$ ). Gleichung (2.1) bewirkt allerdings für den Wechselstromwiderstand bei Wicklungen aus Runddraht eine Abschätzung nach unten. Durch Anwendung der in [8] identifizierten Orthogonalität zwischen den Wirbelstromdichten, die durch den inneren und induzierten Skin-Effekt erzeugt werden, können die Ergebnisse des Wechselstromwiderstandes durch eine Ähnlichkeitsbetrachtung mit Gleichung (2.1) so modifiziert werden, daß eine erhöhte Genauigkeit erzielt wird. Die Modifikation besteht im Wesentlichen daraus, die hyperbolischen Funktionen in  $f_s(x_{i,v})$  und  $f_p(x_{i,v})$  durch entsprechende Terme aus Kelvin-Funktionen zu ersetzen, die als Ergebnis der Feldberechnung eines Rundleiters ermittelt wurden. Es sei noch angemerkt, daß trotz der gravierenden Vereinfachungen der tatsächlichen Geometrie die Ergebnisse des Wechselstromwiderstandes erstaunlich gut mit Messungen an Spulen mit verteilten Luftspalten übereinstimmen. Die wichtigsten Ergebnisse aus den obigen Betrachtungen können folgendermaßen zusammengefaßt werden:

1. Wirbelstromverluste durch den inneren und induzierten Skin-Effekt sind bei Annahme einer eindimensionalen Feldverteilung unabhängig voneinander.
2. Verluste durch den inneren Skin-Effekt hängen quadratisch von der Differenz der Oberflächenfelder  $\Delta H_{i,v} = \frac{N_i I_v}{W_w}$  ab.

3. Verluste durch den induzierten Skin-Effekt des Streufeldes steigen quadratisch mit der

Summe der Oberflächenfeldstärken  $|H_s| = \frac{|I_v|}{W_w} \sum_{j=1}^{L-i} N_{L-j+1}$  auf der dem Mittelschen-

kel abgewandten Seite, die durch die  $L-i$  Leiter rechts vom betrachteten Leiter erzeugt wird, und der Feldstärke auf dem Mittelschenkel zugewandten Oberfläche  $H_{in} = |H_s| + \Delta H_{i,v}$ .

Es folgt unmittelbar, daß eine lineare Reduktion der Feldstärken auf den Lagenoberflächen zu einer quadratischen Reduktion der Wirbelstromverluste bei steigenden Frequenzen führt. Diese Beobachtung ist von Transformatoren wohlbekannt. Sie führte zur Schachtelungstechnik von

Lagen der Primär- und Sekundärwicklung, wodurch die Amplituden der magnetischen Feldstärke erheblich reduziert werden konnten und mithin die Wechselstromverluste [3]. Durch den unidirektionalen Feldaufbau in einer Spule ist es offensichtlich, daß diese Maßnahme nicht auf diese anwendbar ist. Daher wird eine neue Methode vorgeschlagen, um die Amplituden der Oberflächenfeldstärken zu reduzieren, die das Prinzip der magnetischen Schirmung anwendet. Durch Ersatz der unabdingbaren Isolationsfolien durch permeable und gleichzeitig isolierende Folien werden die tangentialen magnetischen Feldstärken auf den Leiterlagenoberflächen reduziert und somit eine Reduktion der Wirbelstromverluste herbeigeführt. In Bild 4 ist der Verlauf der Feldstärke entlang Linie 2 als Ergebnissen von Finite-Elemente-Simulationen einer willkürlichen, sechslagigen Spule mit und ohne Schirmen mit einer relativen Permeabilität  $\mu_r = 20$  dargestellt. Zusätzliche Wirbelstromverluste in den luftspaltnahen Leiterlagen werden bei größeren Luftspalten durch das sich aufweitende Luftspaltfeld erzeugt und überlagern sich den bisher betrachteten Verlusten. Eine vereinfachte analytische Berechnung dieses Effektes ist möglich, wenn man die Geometrie gemäß Bild 5 zugrundelegt. Hier wird nur der luftspaltnächste Leiter berücksichtigt. Die wesentlichen Aussagen dieser vereinfachten, zweidimensionalen Berechnung sind allerdings übertragbar auf die reale Anordnung mit L Lagen. Der Luftspalt wird als erregender Strombelag approximiert, für dessen Größe näherungsweise  $K_v = -NI_v / (2l_c)$  gilt. Das Vektorpotential im Gebiet 1 lautet

$$A_1(x, y) = C_0|x| + C_{10} + \sum_{k=1}^{\infty} \cos(p_k y) \left( \begin{array}{c} C_k e^{-p_k|x|} + C_{1k} e^{-p_k|x-x_1|} \\ \text{Störanteil} \end{array} \right) \quad (2.3)$$

Es setzt sich aus einem erregenden Anteil, der sich aus der Lösung des magnetostatischen Feldproblems ergibt, und einem Störanteil, der die Feldschwächung durch die Leiterlage berücksichtigt, zusammen. Dabei sind  $p_k = k2\pi/W_w$  die Eigenwerte der Lösung im Gebiet 1 und 3 und  $\gamma_k = \sqrt{2j/\delta^2 + p_k^2}$  die für Gebiet 2.

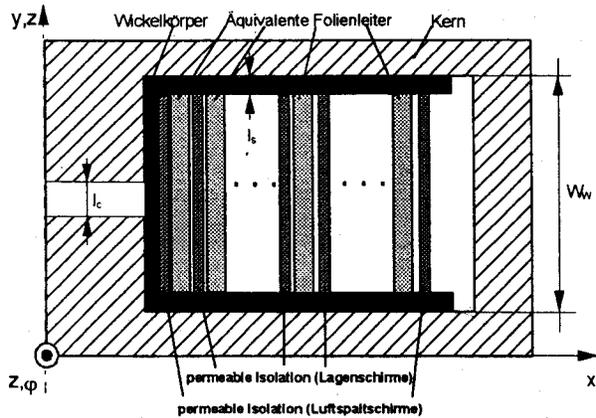


Bild 3: Schnitt durch Kern mit Luftspalt im Mittelschenkel und/oder Rückschluß

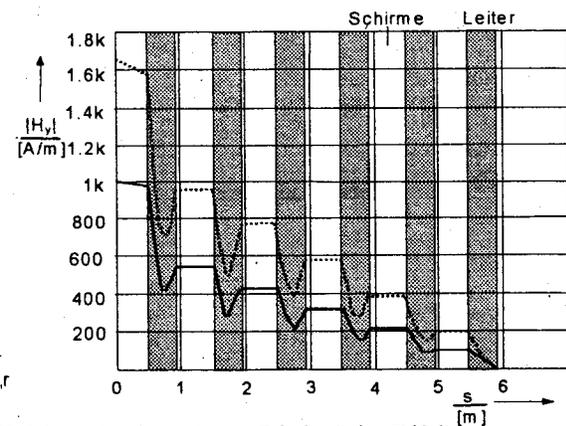


Bild 4:  $|H_y|$  entlang Linie 2 in Bild 1  
Gestrichelt: ohne Schirme  
Durchgezogen: mit Schirmen ( $\mu_r = 20$ )

Die Konstanten  $C_0$  und  $C_k$  entstammen der magnetostatischen Lösung und sind durch  $C_0 = K_v \frac{\mu_0}{2} \frac{l_c}{W_w}$  und  $C_k = -K_v \frac{2\mu_0}{2 p_k W_w} \sin(p_k(l_c/2))$  gegeben. Im Bereich 2, also in der Leiterlage, ergibt sich des Vektorpotential als Lösung der Skin-Gleichung zu

$$A_2(x, y) = C_{20}e^{-\alpha(x-x_1)} + D_{20}e^{\alpha(x-x_1)} + \sum_{k=1}^{\infty} \cos(\gamma_k y) (C_{2k}e^{-\gamma_k|x-x_1|} + D_{2k}e^{\gamma_k|x-x_1|}) \quad (3.4)$$

Im Bereich 3 ist das Vektorpotential dann

$$A_3(x, y) = C_{40}(x-x_1-h) + \sum_{k=1}^{\infty} C_{4k} \cos(p_k y) e^{-p_k|x-x_1-h|} \quad (3.5)$$

Durch die Randbedingungen auf den Gebietsgrenzen, die eine Stetigkeit der Normalkomponenten der Flußdichten  $\vec{B} = \text{rot}(A_i)$  und Tangentialkomponenten der Feldstärken gemäß  $H_i(x, y) = 1/\mu_0(\partial A_i(x, y)/\partial y - \partial A_i(x, y)/\partial x)$ ,  $i=1..3$ , verlangen, werden die Konstanten  $C_{i,k}$  durch Lösen eines linearen Gleichungssystems bestimmt. Die induzierte Stromdichte folgt aus  $J_{ind_v}(x, y) = -j2\pi f_v \chi \mu_0 A_2(x, y)$  und die entstehende Verlustleistung folglich aus

$$P_{cu_{gap_v}} = \frac{1}{2\chi} \iint_A |(J_{ind_v}(x, y))|^2 dA. \text{ Wie erwartet, liefert die genauere, aber hier nicht weiter}$$

erläuterte, Auswertung das Ergebnis, daß die induzierten Wirbelstromverluste von dem Quadrat der Oberflächenfeldstärken abhängen und somit quadratisch mit dem Abstand zum Luftspalt abnehmen. Daher kann eine zusätzliche Reduktion der Wirbelstromverluste durch Einfügen von schirmenden, permeablen Folien zwischen Luftspalt und Wicklung erreicht werden. Somit wird gemäß Bild 3 zwischen Lagenschirmen, die die Streufeldstärken im Wickelfenster reduzieren, und Luftspaltschirmen, die die Feldaufweitung des Luftspaltfeldes reduzieren, unterschieden.

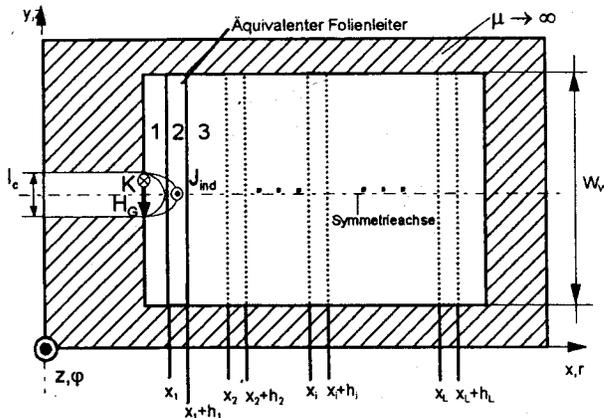


Bild 5: Approximation der Geometrie für die Berechnung des Luftspalteinflusses

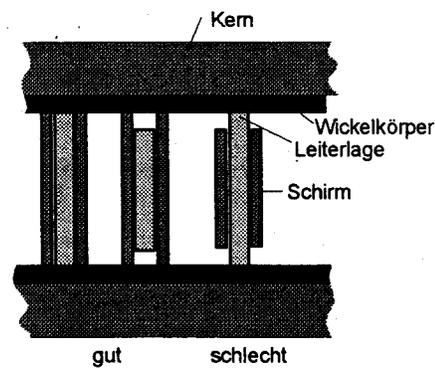


Bild 6: Position der Schirme

### 3 Entwurfsrichtlinien

Durch das Einfügen der permeablen Schirme wird die Geometrie des zu lösenden zweidimensionalen Feldproblems so kompliziert, daß zunächst eine analytische Bestimmung der Feldgrößen für die Dimensionierung nicht möglich ist. Daher wurde mit Finite-Elemente-Simulationen exemplarischer Anordnungen Zusammenhänge abgeleitet, die in Faustregeln resultierten. Vereinfachte analytische Betrachtungen wurden durchgeführt, um Anhaltspunkte für den Vorentwurf zu erlangen. Das Ergebnis der numerischen Untersuchungen war zunächst

die Erkenntnis, daß der Einsatz dieser Methode einigen Beschränkungen unterliegt, die wie folgt zusammengefaßt werden können:

1. Die Induktion in den Schirmen sollte unter der Sättigungsinduktion des verwendeten Schirmwerkstoffes liegen.
2. Der Fluß durch die Schirme sollte daher so klein wie möglich sein, um starke Veränderungen der Induktivität der Spule zu vermeiden. In diesem Fall bleibt der bekannte Spulendesign von den Schirmen weitgehend unbeeinflusst.
3. Die Schirme sollten die Leiterlagen überlappen, (siehe Bild 8), um Verwirbelungen an den Leiterlagengrenzen zu vermeiden.

Punkt 1. und 3. müssen unbedingt erfüllt sein, hingegen ist die Erfüllung von Punkt 2. nicht zwingend notwendig. Die zusätzlichen Flußpfade durch die permeablen Schirme reduzieren die Gesamtreluktanz der Anordnung und erhöhen somit die Induktivität. Im Gegenzug könnte die Windungszahl reduziert werden, was sehr vorteilhaft für die Leiterverluste, aber auch für die Kernverluste ist, da die Induktionsamplitude abnimmt. Für den groben Entwurf soll ein eindimensionaler Ansatz verwendet werden, der zu Näherungslösungen führt. Der magnetische Widerstand eines Flußpfades entlang der Schirme ist hiernach etwa  $R_{s_i} \approx (l_{s_i}(1 - 1/\mu_r) + W_w/\mu_r)/(A_{s_i}\mu_0)$ , der magnetische Widerstand des Mittelschenkels  $R_c \approx l_c/(A_c\mu_0)$  und im Falle eines Luftspaltes im Rückschluß (Einlage) der magnetische Widerstand in diesem  $R_c \approx l_c/(2A_c\mu_0)$ .

Der Gesamtleitwert der Schirmpfade ist dann durch  $G_s = \sum_{i=1}^N 1/R_{s_i}$  gegeben. Insgesamt führt das zu einem Verhältnis  $r_g = 1/(R_c G_s) \approx 2l_s/l_c \cdot A_c/A_s \gg 1$ , was als Entwurfsgrundlage für die Schirme genommen werden kann. Um den Einfluß der Schirme auf die Induktivität zu verkleinern, muß also ein Luftspalt zwischen Kern und Schirmen vorhanden sein. Dieser ist zumeist durch die Verwendung eines Wickelkörpers von vornherein gegeben. Die geeignete Wahl der Querschnittsfläche  $A_s$  der Schirme sollte so angesetzt werden, daß sie so klein wie fertigungstechnisch möglich realisiert wird. Dies führt zur Präferenz von sehr dünnen Folien, da es ein weiteres Ziel ist, den Platzbedarf der Schirme im Wickelfenster möglichst klein zu halten. Hochpermeable Schirmwerkstoffe ( $\mu_r \gg 1000$ ) bedürfen großer Luftspalte zwischen Schirm und Kern, damit der magnetische Widerstand der Schirmpfade ausreichend groß ist. Dies würde unweigerlich dazu führen, daß die Schirme die Leiter nicht mehr überlappen sondern umgekehrt. Das Streufeld würde zunächst den Leiter durchsetzen und danach auf den Schirm, bedingt durch seine höhere Permeabilität, übergehen. Das führt zu Feldeinschnürungen und hohen Wirbelstromverlusten an diesen Übergangsstellen, was zu vermeiden ist (siehe Bild 6). Daher werden niederpermeable Ferrite empfohlen, da durch sie die Luftspalte kleiner gewählt werden können und somit eine „sanfte Schirmung“ der Lagen erreicht wird. Die Flußdichte im i-ten Schirmen ist näherungsweise durch  $B_{s_i} \approx (\mu_0 \mu_r |H_{surf_i}| W_w)/(W_w + 2l_{s_i}(\mu_r - 1)) < B_{sat}$  gegeben.

#### 4 Verifikation und Messungen

Die Methode wurde an einer Reihe von Spulenpaaren, die sich nur dadurch unterscheiden, daß eine mit und eine ohne Schirme versehen war, getestet. An dieser Stelle werden nur die Ergebnisse dreier exemplarischer Spulenpaare näher erörtert, die sich nur durch die Luftspaltkonfiguration (siehe Tabelle 1) unterscheiden. Die Daten der Spulen sind in Tabelle 1 aufgelistet. Weiterhin wurden auf Basis dieser Geometriedaten zahlreiche Finite-Elemente-Simulationen mit dem Programm MAXWELL 2D/3D durchgeführt. Die Ergebnisse sollen der Kürze halber

kurz zusammengefaßt werden. Das zugrunde liegende 2D-Modell der Spule ist in Bild 7 dargestellt. Aufgrund der Symmetrie wurde nur ein Viertel des Querschnittes modelliert. Um verschiedene relative Permeabilitätszahlen wurden den Schirmen zugewiesen und bei verschiedenen Frequenzen simuliert. Die Verlustleistungsbeläge wurden ermittelt und mit den Ergebnissen der ungeschirmten Variante ( $\mu_r = 1$ ) verglichen. Folgende Aussagen konnten abgeleitet werden:

1. Das Einfügen der Schirme aus niederpermeablen Werkstoffen führte immer auf eine Verkleinerung der Wirbelstromverluste.
2. „Sanftes Schirmen“ mit Permeabilitätszahlen im Bereich  $\mu_r = 15 - 30$  führte zu den größten Verbesserungen.
3. Die größten Verbesserungen beliefen sich auf 15%-30% gegenüber der ungeschirmten Spule.
4. Die Leiterlagen sollten die Schirme nicht überlappen.
5. Der durch den Wickelkörper natürlich gegebene Luftspalt reichte immer aus, um die Schirme vor Sättigung zu schützen und den Anstieg der Induktivität kleiner als 20% zu gewährleisten.

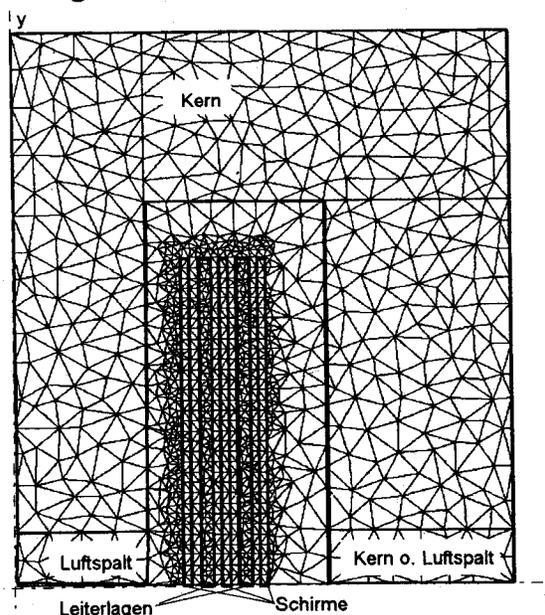


Tabelle 1: Daten der Beispielspulen

Element	Wert
Luftspalt	<b>Konfiguration</b> 1. Mittelschenkel und Rückschluß a 2.5mm 2. Mittelschenkel und Rückschluß a 1mm 3. Nur Mittelschenkel 5mm
Lagen	2
Windungszahlen	innere Lage: 21, äußere Lage: 19
Kern	E30-7
Material	N27
Draht	0.75mm, Cu
Schirme	FPC-Film-Folie von SMC aus C350- Material mit $\mu_r = 9 \pm 20\%$ , $\epsilon_R = 21(10\text{MHz})-700(10\text{kHz})$ $B_S = 255\text{mT}$ , $\rho = 500\Omega\text{m}$ Dicke: 0.2mm
Wickelkörper	horizontal
$R_{DC}$	68m $\Omega$

Bild 7: FEM-Modell der Beispielspule

Die simulierte magnetische Feldstärke entlang der Schirme zum Luftspalt des Mittelschenkels mit Schirmpermeabilitäten von  $\mu_r = 1$  und  $\mu_r = 20$  ist in Bild 8 zusammen mit den näherungsweise berechneten Werten dargestellt. Die maximale Flußdichte in den Schirmen ist bei einer Flußdichte im Mittelschenkel von 300mT ( $I=30\text{A}$ ) ca. 235mT. Die Feldstärke entlang der Leiterlagen wird gegenüber der ungeschirmten Variante reduziert. In den Luftspalten zwischen Schirmen und Kern steigt die magnetische Feldstärke erheblich an. Daher ist es wichtig, keine Leiter in diesen Bereichen anzubringen. Die magnetische Feldstärke  $|H_y|$  entlang  $y=0$  ist in Bild 9 dargestellt und illustriert noch einmal die Reduktion der Feldstärke auf den Oberflächen der Leiter.

Die verwendete „FPC“-Folie von SMC [11] ist die nach Kenntnisstand des Autors derzeit einzig verfügbare Folie, die in etwa für den Nachweis der Funktionalität der Methode ausreicht. Sie ist ursprünglich für andere Anwendungen entwickelt worden, bei denen ihre parasitären

Eigenschaften weniger von Bedeutung sind. Aber in diesem Fall weichen die Materialparameter erheblich von den gewünschten Größen ab. Diese Abweichungen sind im wesentlichen:

1. Die relative Permeabilität der Folie wurde als zu klein beurteilt. Sie ist mit  $\mu_r = 9 \pm 20\%$  deutlich kleiner als die gewünschte von 15-30.
2. Die relative Permittivität  $\epsilon_R = 21(10\text{MHz})-700(10\text{kHz})$  ist sehr groß und verursacht eine Vergrößerung der Eigenkapazität der Spule mit Schirmen.
3. Die Sättigungsinduktion von  $B_S = 255\text{mT}$  ist im Vergleich zu den Werten von üblichen Ferritwerkstoffen des Kernes, die zumeist über 300mT liegen, niedrig.
4. Der spezifische Widerstand von  $\rho = 500\Omega\text{m}$  und die Durchschlagsfestigkeit von 1kV/mm sind zu klein um eine ausreichende Isolation für Schaltnetzteilanwendungen zu gewährleisten. Typische Isolationsfolien haben spezifische Widerstände von  $\rho > 10^5\Omega\text{m}$  und eine Durchschlagsfestigkeit größer als 10kV/mm.
5. Die maximal zulässige Betriebstemperatur der Folie von 120°C ist etwas zu klein für magnetische Komponenten, bei denen kurzzeitig in der Wicklung Temperaturen von >150°C auftreten können.
6. Die mechanische Stabilität der Folie ist unzureichend.

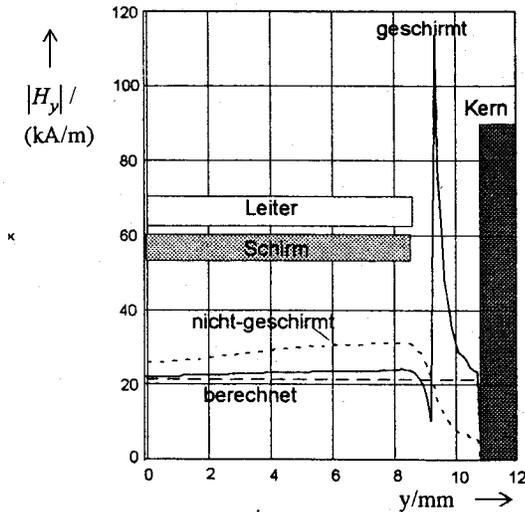


Bild 8: Magnetische Feldstärke  $|H_y|$  entlang des Schirmes zum Mittelschenkel mit  $I=30\text{A}$

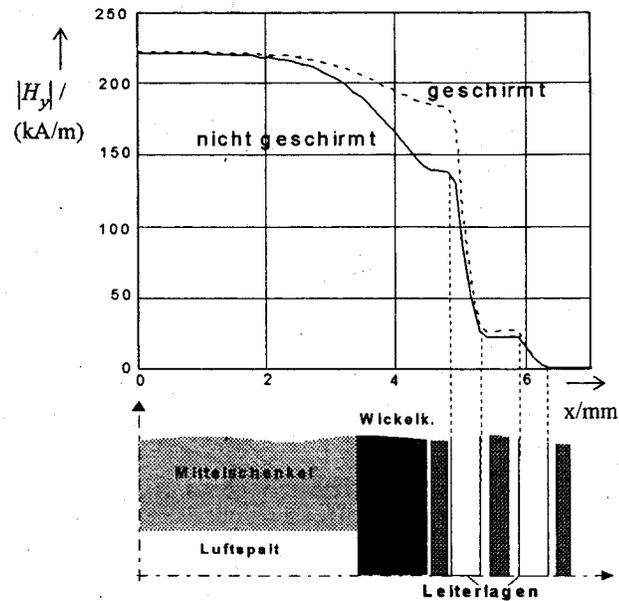


Bild 9: Magnetische Feldstärke  $|H_y|$  entlang  $y=0$  mit  $I=30\text{A}$

Aber nichtsdestoweniger reichte sie für die Experimente zum Nachweis der Funktionalität der Methode aus.

Zunächst wurden Kleinsignalanalysen mithilfe eines Impedanzmeßgerätes (HP4192A) durchgeführt. Das gemessene Verhältnis zwischen den Widerständen der Spule mit und ohne Schirm  $k_r(f) = (R_{mit}(f))/(R_{ohne}(f))$  der Konfiguration 1 (siehe Tabelle 1) ist in Bild 10 dargestellt. Es ist ersichtlich, daß die beiden Spulen bis zu einer Frequenz von 10 kHz etwa gleichen Widerstand haben. Bei weiterer Erhöhung der Frequenz zeigt der Widerstand der Spule mit Schirmen einen geringeren frequenzabhängigen Anstieg als die ohne auf. Bei ca. 100-200 kHz ist die größte Verbesserung erreicht, und ab da nimmt sie schnell zu höheren Frequenzen ab. Ab ca. 550 kHz und höher erreichen beide Spule bedingt durch die parasitären Kapazitäten ihre erste

Resonanz. Hier zeigt sich, daß die Spule mit Schirmen schlechteres Verhalten hat, da sie durch die hohe Permittivität der Schirme eine größere parasitäre Kapazität aufweist. Die Spule ohne Schirme hat eine Induktivität von  $60\mu\text{H}$  im Vergleich zu  $62\mu\text{H}$  der Spule mit Schirmen. Großsignalmessungen wurden mit einer Halbbrücke als Testschaltung gemäß Bild 11 durchgeführt. Die Testschaltung generiert eine nullsymmetrische Rechteckspannung an den Klemmen des Prüflings und erzeugt somit einen dreieckförmigen Strom ohne Gleichanteil in der Spule.

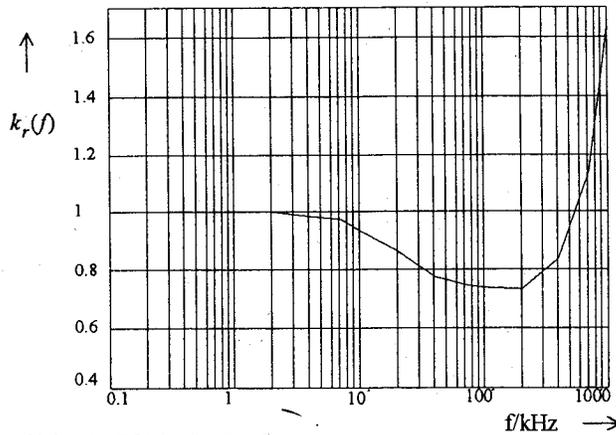


Bild 10: Verhältnis der Wechselstromwiderstände

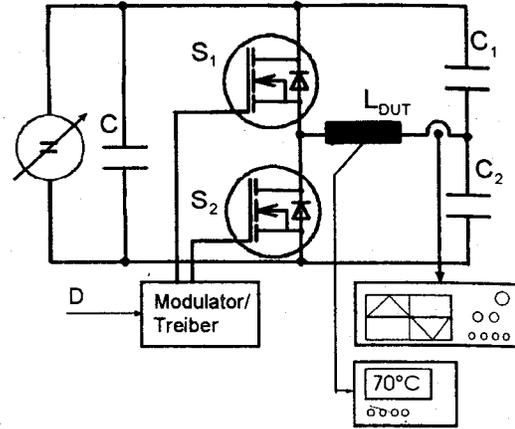


Bild 11: Testschaltung

Die Strommessung wurde mit dem Digitaloszilloskop Tectronics TDS544A durchgeführt. Die Oberflächentemperatur in der Mitte der Windung wurde bei konstanten Umgebungsbedingungen bei beiden Spulen mit einem Philips PM 8238 Temperaturschreiber (Typ-K Thermoelement) gemessen. Für alle Messungen wurde bei variabler Frequenz ein Spitzenwert des Stromes von 2A (1.6A Effektivwert) eingestellt.

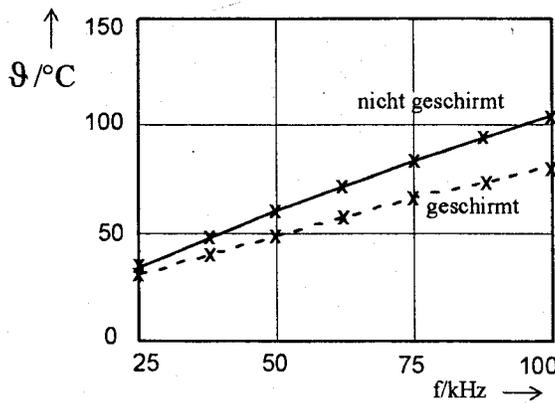


Bild 13: Temperaturmessung Konf. 2

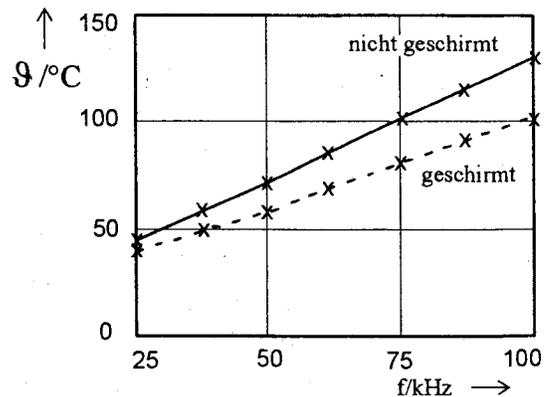


Bild 14: Temperaturmessung Konf. 3

Die Meßergebnisse der Konfigurationen 2. und 3. sind in Bild 13 und Bild 14 dargestellt. Die relative Verbesserung der Spule mit Schirmen steigt mit der Frequenz, da nur Wechselstromverluste reduziert werden. Konfiguration 2 zeigt geringere Temperaturen bedingt durch den geringeren Luftspalteffekt. Die Gesamtverbesserung steigt auf ca. 25% bei 100 kHz.

## 5 Zusammenfassung

Es wurde eine neue Methode vorgestellt, mit der sich die Wechselstromverluste in Spulen reduzieren lassen. Sie beruht auf dem Ersatz der üblicherweise verwendeten Isolationsfolien durch niederpermeable, isolierende Folien. Es wurde gezeigt, daß sich durch diese Methode die Oberflächenfeldstärken der Leiterlagen reduzieren lassen und somit Wirbelstromverluste durch den induzierten Skin-Effekt des Streufeldes und des Luftspaltfeldes reduziert werden. Analytische Voruntersuchungen wurden als Motivation für die Einführung dieser Maßnahme erläutert. Einfache Entwurfsrichtlinien, resultierend aus diesen Berechnungen wurden vorgestellt. Experimente mit belegen die Reduktion der Wechselstromverluste bis zu 25%. Es wurde gezeigt, daß es zwar möglich ist, mit der verfügbaren Schirmfolie den Effekt zu zeigen, daß aber die Materialeigenschaften der Folie weit von den Forderungen abweichen und für den industriellen Einsatz ungeeignet ist.

### Danksagung:

Die Autoren möchten der Firma **ABB Power Supplies GmbH, Soest, Germany** für die Unterstützung der Forschungsarbeiten danken.

### Literatur

- [1] P. L. Dowell; Effects of eddy currents in transformer windings; PROC. IEEE Vol. 113, No. 8, August 1966, pp.1387-1394
- [2] B. Carsten; High-frequency conductor losses in switchmode magnetics; HFPC 1986; pp. 155-176
- [3] A. M. Urling, V. A. Niemela, G. R. Skutt, T. G. Wilson; Characterizing high-frequency effects in transformer windings - A guide to several significant articles; APEC 1989; pp. 373-385;
- [4] L. Schülting; Optimierte Auslegung induktiver Bauelemente für den Mittelfrequenzbereich; Ph. D. thesis ISEA; Aachen 1992
- [5] Nysveen; Minimum loss design of a 100kHz inductor with foil windings; EPE 1993; pp. 106-111
- [6] U. Kirchenberger, M. Marx, D. Schröder; A Contribution to the Design Optimization of Resonant Inductors for High Power Resonant DC-DC Converters; IAS 1992; pp. 994-1000
- [7] W.H. Chew, P.D. Evans; High frequency inductor design concepts; PESC 1991; Boston; pp. 673-678
- [8] J.A. Ferreira; Improved analytical modelling of conductive losses in magnetic components; Trans. on Power Electronics; Vol. 9, No. 1, Jan. 1994; pp. 127-131
- [9] L. Heinemann; Modellbildung von Mehrwicklungstransformatoren bei quasi-stationären Feldstärkeverteilungen; Ph. D. thesis; Department of Power Electronics and Electrical Drives; University of Paderborn; December 1993
- [10] Siemens Matsushita Components; Databook Ferrites and Cores; Aug. 1994
- [11] Siemens Matsushita Components; Datenbuch FPC Film; Jan. 1996
- [12] ANSOFT; Ansoft corporation's Maxwell 2D/3D Field Simulator; 1995
- [13] N. Fröhleke, B. Becker, P. Wallmeier, H. Grotstollen; Computer-Aided Optimization of Multi-Winding Transformers for SMPS Considering hf-effects; IAS 1994; pp. 1043-1048
- [14] P. Wallmeier, H. Grotstollen; Magnetic Shielding applied to high frequency inductors; IAS 1997; pp. 1131-1197