

Optimale Wicklung = optimaler Wirkungsgrad

Vergleich der Verluste in Litzen und Runddrähten

Um den Wirkungsgrad in Wandlern steigern zu können, müssen nicht nur die Halbleiterbauteile besser werden. Eine Schlüsselkomponente in Wandlern – egal ob AC/AC, AC/DC, DC/DC oder DC/AC – ist der magnetische Energiespeicher in Form von Drosseln oder Transformatoren. In einem Forschungsprojekt werden die elektrischen Eigenschaften von Drähten und Litzen genau untersucht, um die von der Wicklung verursachten Verluste zu reduzieren.

Von Prof. Dr.-Ing. M. Albach, J. Patz, Dr.-Ing. H. Roßmanith, D. Exner, Dr.-Ing. A. Stadler

Die Minimierung der Verluste bei Spulen und Transformatoren in leistungselektronischen Anwendungen kann erreicht werden durch eine Optimierung der Kerne – Baugröße, -form, Kernmaterial – und durch die Optimierung der Wicklungen. Diese werden zwar fast immer mit Kupfer realisiert, die Querschnittsformen der Windungen reichen aber von dünnen Folien über Rechteckquerschnitte, massive Runddrähte bis hin zu den verschiedenen Litzen-Bauformen. Ob sich mit Runddraht oder mit Litze die Wicklungsverluste besser re-

duzieren lassen, wird in dem vom Bundeswirtschaftsministerium geförderten Forschungsprojekt „Charakterisierung und Optimierung von Litze in Drosseln und Transformatoren zur besseren Ausnutzung der Energie“ (siehe **Kasten**) untersucht.

Verluste in Runddrähten

Die Wicklungsverluste in Runddrähten können unterteilt werden in:

- ▶ die frequenzunabhängigen ohmschen (RMS-)Verluste,
- ▶ die frequenzabhängigen Skinverluste,

- ▶ die vom äußeren Magnetfeld abhängigen Proximityverluste.

Die dielektrischen Verluste in den Lackisolationen spielen in der Praxis eine untergeordnete Rolle. Sie bleiben in den folgenden Betrachtungen unberücksichtigt.

Die Wicklungsverluste sind abhängig vom Strom, der durch die Wicklung fließt, d.h. insbesondere von dem Effektivwert (root mean square) des Stromes und von dem in der zeitabhängigen Stromform enthaltenen Oberschwingungsanteil, sowie vom Aufbau der Wicklung. Die Proximityverluste sind zusätzlich abhängig von der Kernform und von Anzahl, Größe und Position eventuell vorhandener Luftspalte im Kern. Im einfachsten Fall wird ein Runddraht mit dem Radius a nach **Bild 1a** mit der Querschnittsfläche $A = \pi \times a^2$ von einem Gleichstrom I durchflossen. Der Strom ist mit der Dichte $J_0 = I/A$ homogen über den Drahtquerschnitt verteilt, und die Verlustleistung kann aus der Beziehung $P = I^2 \times R_0$ berechnet werden, in der $R_0 = l/\kappa A$ den Gleichstromwiderstand des Drahtes der Länge l und κ die spezifische Leitfähigkeit von Kupfer bezeichnet.

Wird der Draht von einem zeitabhängigen Strom, z.B. $i(t) = \hat{i} \times \sin(\omega t)$ mit der Amplitude \hat{i} und der Frequenz f bzw. der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \times f$ durchflossen, dann ist das vom Strom innerhalb des Drahtes hervorgerufene Magnetfeld ebenfalls zeitabhängig. Infolge des Induktionsgesetzes werden zusätzliche Wirbelströme im Draht erzeugt, so dass sich die Stromverteilung über den Drahtquerschnitt ändert. Dieser so genannte Skinneffekt ist dadurch gekennzeichnet, dass der Strom in diejenigen Bereiche des Leiterquerschnittes verdrängt wird, in denen das Magnetfeld bei Gleichstromerregung am größten ist. Beim Runddraht steigt die magnetische Feldstärke innerhalb des Drahtes linear mit dem Abstand von der Leitermitte an, erreicht den Maximalwert an der Drahtoberfläche und fällt außerhalb mit dem Kehrwert des Abstandes wieder ab (**Bild 2**).

Bei zeitabhängigen Strömen wird die Stromdichte in der Mitte des Runddrahtes mit steigender Frequenz abnehmen, der Strom wird mehr und mehr an die Drahtoberfläche verdrängt. Mathematisch lässt sich dieser Effekt sehr einfach mithilfe des als Eindringtiefe bezeichneten Parameters $\delta = 1 / (\pi \times f \times \kappa \times \mu_0)^{1/2}$ beschreiben. Mit der im Kupfer geltenden Permeabilität des freien Raumes $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Vs/Am beträgt die Eindringtiefe bei 50 Hz etwa 1 cm und bei 100 kHz nur noch etwa 0,21 mm. **Bild 3** zeigt den Betrag der ortsabhängigen Stromdichte im Leiterquerschnitt für den Bereich $0 \leq r \leq a$, und zwar normiert auf den Wert bei Gleichstrom $a/\delta = 0$. Dieser, mit

wachsender Frequenz bzw. mit wachsendem Verhältnis a/δ immer stärker ausgeprägte Effekt führt zu einem Anstieg der Verluste bei höheren Frequenzen. Mit dem Effektivwert des Stromes $i_{\text{RMS}} = \hat{i}/2^{1/2}$ lassen sich die Verluste gemäß Gl. 1 beschreiben:

$$P = i_{\text{RMS}}^2 R = i_{\text{RMS}}^2 R_0 \cdot F_s$$

mit

$$F_s = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \alpha a \frac{I_0(\alpha a)}{I_1(\alpha a)} \right\} \quad (1)$$

und

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta}$$

Üblicherweise wird der frequenzabhängige Widerstand R als Produkt von Gleichstromwiderstand R_0 und Skinfaktor F_s dargestellt. Die durch Gl. 1 beschriebenen Verluste lassen sich auf einfache Weise in RMS- und Skinverluste zerlegen:

$$P = P_{\text{rms}} + P_{\text{skin}} \quad (2)$$

$$P = i_{\text{RMS}}^2 R_0 + i_{\text{RMS}}^2 R_0 \cdot (F_s - 1)$$

Bei bekanntem Verhältnis a/δ ist der aus den modifizierten Bessel-Funktionen I_0 und I_1 zu berechnende Skinfaktor eindeutig bestimmt. Die prozentuale Aufteilung der Verluste in den frequenzunabhängigen Anteil P_{RMS} und die zusätzlichen Skinverluste P_{skin} kann aus **Bild 4** unmittelbar abgelesen werden. Für einige ausgewählte Runddrähte ist der Widerstand R in **Bild 5** als Funktion der Frequenz für eine Drahtlänge von jeweils 1 m angegeben. Bei niedrigen Frequenzen stehen

Suche nach der optimalen Wicklung

Im Rahmen des 5. Energieforschungsprogramms der Bundesregierung „Innovation und neue Energietechnologien“ haben sich die Rudolf Pack GmbH & Co. KG (www.pack-feindraehte.de), die Spezial-Transformatoren Stockach GmbH & Co. KG (www.sts-trafo.de) und der Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der Friedrich-Alexander Universität Erlangen-Nürnberg (www.emf.eei.uni-erlangen.de) zu einem Forschungsprojekt zusammengeschlossen, um die Wicklungen in den Wandlerinduktivitäten zu optimieren. Das gemeinsame Forschungsprojekt „Charakterisierung und Optimierung von Litze in Drosseln und Transformatoren zur besseren Ausnutzung der Energie“ startete am 1. Oktober 2008 und ist auf drei Jahre ausgelegt. Ziel ist es, durch eine erweiterte Beschreibung der elektrischen Eigenschaften von Kabeln aus HF-Litze den Aufbau von Litzen zu optimieren. Diese Erkenntnisse sollen dazu führen, dass neue Bauformen von Litzekabeln entwickelt werden können, mit denen sich die elektrischen Verluste in den Wicklungen induktiver Bauelemente für Schaltregler verringern lassen. Von den auf diese Art optimierten Wicklungen erhoffen sich die Projektpartner darüber hinaus eine bessere Materialausnutzung und geringere Stückkosten. Das gemeinsame Forschungsprojekt – betreut vom Projektträger Jülich (www.fz-juelich.de/ptj/) – fällt in den Förderschwerpunkt „Energieeffizienz in der Industrie“ und wird gefördert durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi, www.bmwi.de) auf Beschluss des Deutschen Bundestages, Förderkennzeichen 0327494 A,B,C. hs

die Widerstände der Drähte im Verhältnis der Querschnittsflächen, d.h., sie sind proportional zu $1/a^2$. Bei ausgeprägtem Skinneffekt verteilt sich der Strom nur noch über einen schmalen Randbereich, und der Widerstand än-

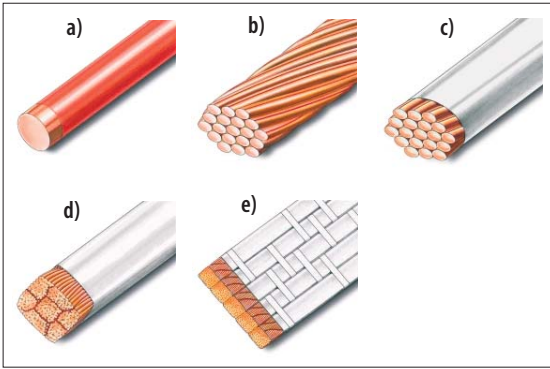


Bild 1. Kupferlackdraht (a) und verschiedene HF-Litzen aus dem Angebot der Firma Pack Feindrähte: klassische runde Litzenform „Rupalit Classic“ ohne (b) und mit Ummantelung (c), mit quadratischem Querschnitt zur Erhöhung des Kupferfüllfaktors „Rupalit Profil“ (d) und mit rechteckigem Querschnitt als Alternative zu Folien „Rupalit Planar“ (e). (Bild: Rudolf Pack GmbH & Co. KG)

dert sich nur noch entsprechend dem Drahtumfang, d.h., R wird proportional zu $1/a$. Bei bekannter Stromform und mit der bei der gegebenen Betriebstemperatur einzusetzenden spezifischen Leitfähigkeit $\kappa(T)$ können die RMS- und Skinverluste für jeden beliebigen Runddraht des Durchmessers $2a$ exakt berechnet werden.

Etwas aufwendiger wird die Berechnung der eingangs erwähnten Verluste aufgrund des Proximityeffektes. Dieser Effekt tritt auf, wenn sich ein Leiter in einem zeitabhängigen externen Magnetfeld befindet – z.B. von Nachbardrähten hervorgerufen –, unabhängig davon, ob der Leiter selbst von einem Strom durchflossen wird oder nicht. Durch den Proximityeffekt werden ebenfalls Wirbelströme im Leiter induziert, die ihrerseits einen beträchtlichen Beitrag zu den Gesamtverlusten in einer Wicklung liefern können. Dieses externe Magnetfeld, an der Position eines Einzeleleiters, hängt ab:

- ▶ von der Position und der Anzahl der Nachbardrähte,
- ▶ vom Strom durch diese Drähte, d.h., ob diese Drähte zur Primär- oder zu einer der Sekundärwicklungen gehören,

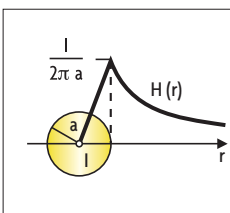


Bild 2. Die magnetische Feldstärke H – beim unendlich langen Linienleiter – steigt im Leiter linear an und fällt außerhalb des Leiters mit $1/r$ ab.

- ▶ von der Kerengeometrie und den Luftspalten.

Für den Sonderfall, dass sich ein Runddraht in einem senkrecht zur Drahtachse gerichteten homogenen, zeitlich periodischen Magnetfeld befindet, zeigt **Bild 6** die Stromdichteverteilung der induzierten Wirbelströme für das Verhältnis $a/\delta = 5$. Diese Wirbelströme sind am oberen und unteren Rand des Leiters entgegengesetzt gerichtet. Das über den Leiterquerschnitt gebildete Integral der Wirbelströme ist zwar Null, dennoch können an den beiden Rändern des Runddrahtes extrem hohe Verluste entstehen. Die Wirbelströme erzeugen ihrerseits ein magnetisches Feld – ähnlich dem eines Liniendipols –, das sich dem ursprünglich homogenen Feld überlagert und eine Verdrängung des Feldes aus dem Drahtinneren zur Folge hat. Bezogen auf die Richtung des externen Feldes, wird das resultierende Feld im Außenbereich vor und hinter dem Draht reduziert – in der Darstellung in **Bild 6** links und rechts des Drahtes – und auf den Seiten dagegen verstärkt – in **Bild 6** oberhalb und unterhalb des Drahtes. Dieser Proximityeffekt gewinnt innerhalb einer Litze durch die Rückwirkung der einzelnen Adern aufeinander an Bedeutung. Der zeitliche Mittelwert der Proximityverluste ist für den Sonderfall des ursprünglich homogenen externen Feldes durch folgende Beziehung gegeben:

$$P_{\text{prox}} = \frac{1}{\kappa} \hat{H}_{\text{ext}}^2 \cdot D_s$$

mit

$$D_s = 2\pi \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha a I_1(\alpha a)}{I_0(\alpha a)} \right\} \quad (3)$$

und

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta}$$

Er ist proportional zur Drahtlänge l und zum Quadrat der Amplitude der

externen magnetischen Feldstärke \hat{H}_{ext} . Der dimensionslose Proximityfaktor D_s ist in **Bild 7** dargestellt. Ist der Wickelaufbau einer Spule oder eines Transformators bekannt, dann kann die magnetische Feldstärke innerhalb des Wickelfensters und damit an der Position der einzelnen Windungen berechnet werden. Mit Gl. 3 lassen sich dann die Proximityverluste näherungsweise abschätzen. Eine genauere Berechnung kann mithilfe von Computerprogrammen durchgeführt werden, die die inhomogene Verteilung des Magnetfeldes an der Stelle des Runddrahtes berücksichtigen.

■ Verluste in idealen Litzen

Eine Reduzierung der RMS-Verluste ist bei gegebenem Effektivwert des Stromes nur durch eine Reduzierung des Gleichstromwiderstandes R_0 zu

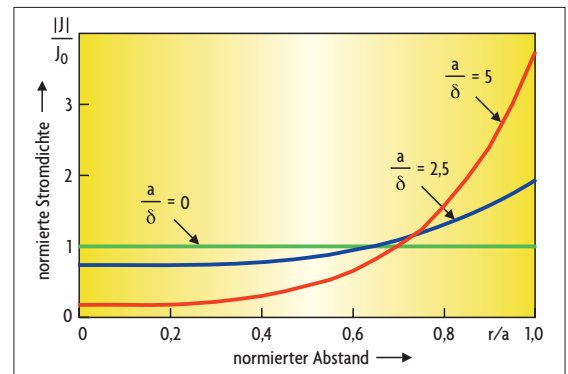
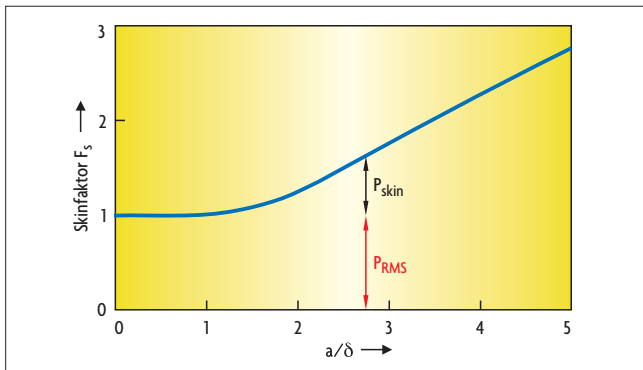


Bild 3. Bei Gleichstrom ($a/\delta = 0$) verteilt sich der Strom gleichmäßig über den Querschnitt. Die relative Stromdichteverteilung – normiert auf die Stromdichte bei Gleichstrom – ist vom Mittelpunkt des Drahtes bis zum Rand konstant 1. Mit steigender Frequenz ($a/\delta = 2,5$ und 5) geht die Stromdichte in der Leitermitte zurück und nimmt am Rand stark zu.

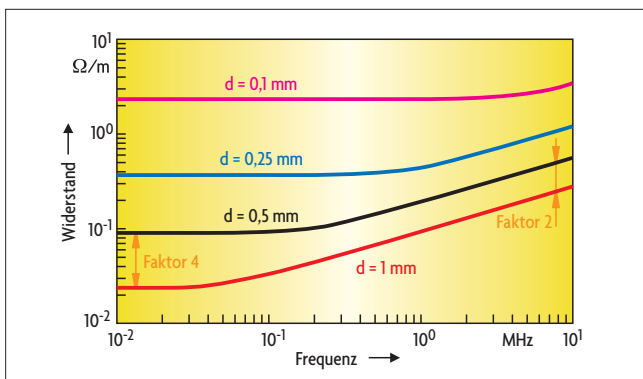
erreichen. Die zusätzlichen Skinverluste können aber gesenkt werden, wenn es gelingt, den Kupferquerschnitt besser auszunutzen – durch eine dem Draht aufgezogene homogenere Stromdichteverteilung. Die Stromverdrängung an die Drahtoberfläche wird bei den aus einzelnen, gegeneinander elektrisch isolierten dünnen Drähtchen bestehenden Litzen dadurch vermindert, dass diese Einzeldrähte untereinander auf unterschiedliche Weise verschlagen werden. Charakterisiert werden Litzen durch die Anzahl der Adern, deren Durchmesser, den Außendurchmesser bzw.



! Bild 4. Der Skinfaktor F_s ist frequenzabhängig. Ausgehend vom Wert 1 bei Gleichstrom (P_{RMS}) steigen die Skinverluste P_{skin} – nach einer Übergangsphase – linear mit dem Verhältnis a/δ .

das Außenprofil des Gesamtbündels sowie die Schlaglänge und die Schlagrichtung.

Das Verhalten einer ideal verschlagenen Litze – d.h. einer Litze, bei der jede einzelne Ader mit jeder anderen auf einer genügend kurzen Drahtlänge ihren Platz tauscht – ist dadurch gekennzeichnet, dass sich der Gesamtstrom gleichmäßig auf alle Adern aufteilt. Setzt man gleichen Kupfergesamtquerschnitt für einen Runddraht mit Radius a und eine aus N Adern bestehende Litze voraus, dann ist der Radius einer einzelnen Ader durch $a_s = a/N^{1/2}$ gegeben. Die Skinverluste der Litze können als Summe der Skinverluste in den einzelnen Adern ebenfalls mit Gl. 2 berechnet werden, allerdings ist der Skinfaktor in Bild 4 nicht an der Stelle a/δ abzulesen, sondern bei a_s/δ , d.h. um den Faktor $N^{1/2}$ weiter links im Diagramm. Dieser offensichtliche Vorteil der Litzen reduziert sich aber infolge des so genannten inneren Proximityeffektes. Dieser innere Proximityeffekt wird dadurch hervorgerufen, dass sich jede einzelne Ader in dem von den Nachbaradern verursachten Magnetfeld befindet. Durch die gleichmäßige Stromaufteilung zwischen den Adern stellt sich entsprechend Bild 2 eine vom Mittelpunkt des Bündels zu dessen Oberfläche hin näherungsweise linear ansteigende Feldstärke ein. Mit der bekannten Feldstärke an der Position jeder einzelnen Ader können mit Gl. 3 die Proximityverluste über alle



! Bild 5. Der Skineffekt sorgt für eine frequenzabhängige Widerstandserhöhung des Drahtes, die sich jedoch je nach Drahtdurchmesser d ($d = 2a$) unterschiedlich auswirkt. Je dünner ein Draht, desto höher ist die Frequenz, ab der sich der Skineffekt widerstandserhöhend auswirkt. Mit steigender Frequenz reduziert sich die Abhängigkeit des Widerstandes vom Drahtdurchmesser – aus der quadratischen Abhängigkeit vom Drahtradius wird eine lineare Abhängigkeit.

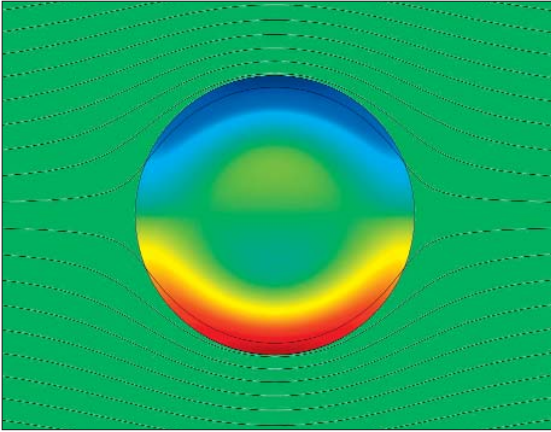


Bild 6. Externe Magnetfelder beeinflussen durch den Proximityeffekt die Stromdichte und die Feldverteilung im Draht. In diesem Beispiel bewirkt das externe Feld eine Feldschwächung links und rechts des Drahtes, oben und unten dagegen sorgt es für eine Verstärkung.

Adern aufsummiert werden. Allerdings muss bei der Berechnung wieder der Radius a_s anstelle von a verwendet werden. Für den zeitabhängigen Strom $i(t) = \hat{i} \times \sin(\omega t)$ kann die Summe aus RMS-, Skin- und inneren Proximity-

verlusten aus der folgenden Beziehung berechnet werden:

$$P_{sk,id} = i_{RMS}^2 R_0 \cdot \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \alpha a_s \left[\frac{I_0(\alpha a_s)}{I_1(\alpha a_s)} + N(N-1) \frac{a_s^2}{a_L^2} \frac{I_1(\alpha a_s)}{I_0(\alpha a_s)} \right] \right\}$$

mit

$$a_L = d \sqrt{\frac{N\sqrt{3}}{2\pi}}$$

In dieser Gl. 4 steht a_L für den Radius des gesamten Litzebündels und d für den mittleren Abstand zweier Adern innerhalb der Litze. $R_0 = l / (\kappa \times N \times \pi \times a_s^2)$ ist der Gleichstromwiderstand der Litze. In **Bild 8** sind die gemessenen frequenzabhängigen Widerstände einer Litze $80 \times 0,1$ mm und eines Runddrahtes mit glei-

chem Kupfergesamtschnitt gegenübergestellt. Die Gleichstromwiderstände beider Leiter sind identisch. Mit steigender Frequenz zeigt die Litze deutliche Vorteile wegen der bei ihr niedriger

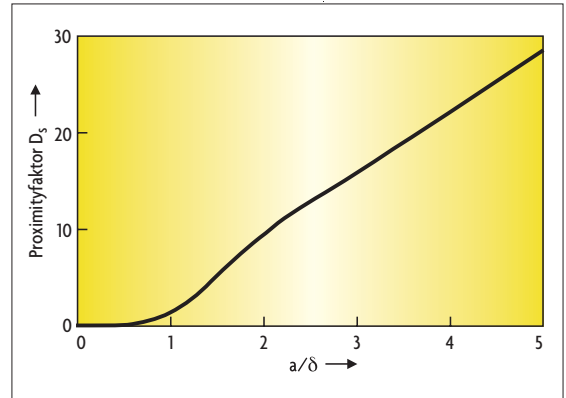


Bild 7. Der Proximityfaktor D_s ist wie der Skinfaktor frequenzabhängig – hier als Funktion des Verhältnisses a/δ aufgetragen. Er sorgt dafür, dass mit steigender Frequenz die Proximityverluste in einem Leiter zunehmen.

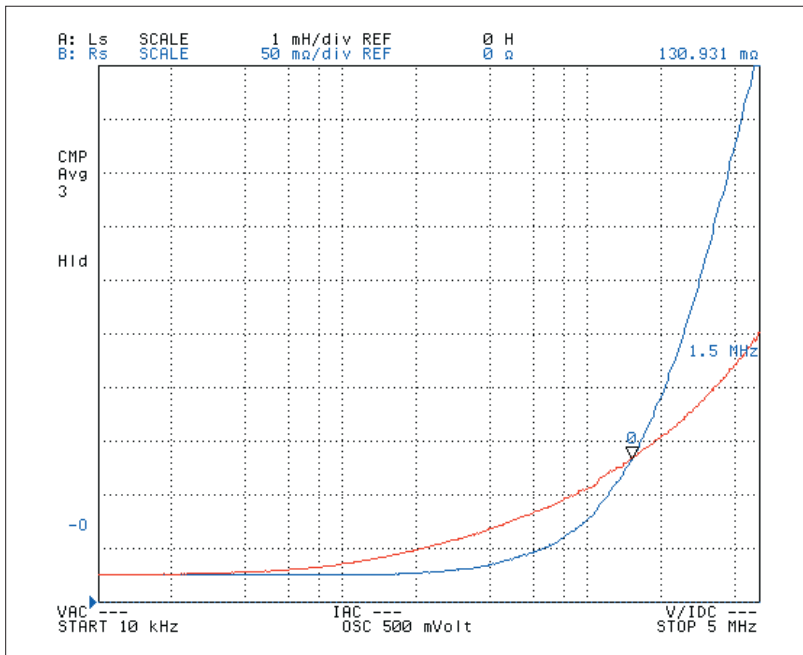


Bild 8. Anfangs wirkt sich mit steigender Frequenz der Skineneffekt bei der Litze (blaue Kurve) nicht so negativ auf den Widerstand aus wie beim Runddraht (rote Kurve). Mit weiter steigender Frequenz macht sich bei der Litze jedoch der innere Proximityeffekt stärker bemerkbar, so dass bei sehr hohen Frequenzen der Runddraht vorteilhafter ist.

ausfallenden Widerstandserhöhung aufgrund des Skineneffekts. Oberhalb einer bestimmten Frequenz – in dem in Bild 8 gezeigten Beispiel bei 1,5 MHz – führt der innere Proximityeffekt zu steigenden Verlusten in der Litze, und der Runddraht ist die bessere Alternative.

Die Berechnung der Proximityverluste infolge eines äußeren Magnetfeldes führt bei den Litzen zu einem weiteren Problem, nämlich der Frage, welche Wechselwirkung zwischen den einzelnen Adern als Folge der in ihnen induzierten Wirbelströme entsteht. Zum leichteren Verständnis dieser Wechselwirkung werden zwei Einzelleiter betrachtet, die im ersten Fall hintereinander und im zweiten Fall nebeneinander angeordnet sind. Nach den Erklärungen zu Bild 6 müssen die Verluste beim ersten Fall infolge des reduzierten Außenfeldes geringer sein. Ein Zahlenbeispiel ist in

Bild 9 angegeben. Dieser Kurvenverlauf entspricht dem Proximityfaktor in Bild 7, allerdings jetzt in doppelt logarithmischer Darstellung. Die angenommene Richtung des externen Feldes ist durch den Pfeil gekennzeichnet. Ohne Berücksichtigung der gegenseitigen Beeinflussung – d.h., die Verluste eines Einzelleiters werden mit dem Faktor 2 multipliziert – ergibt sich die dazwischenliegende gestrichelte Kurve. Die Ergebnisse in Bild 9 lassen erken-

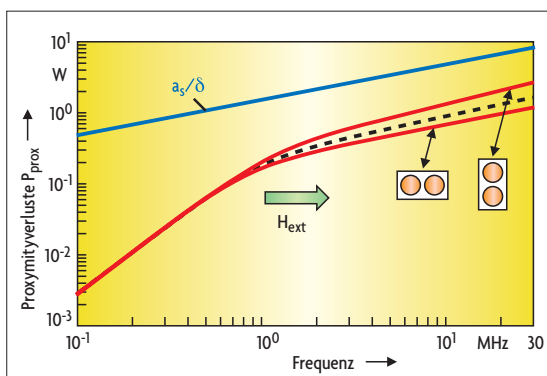


Bild 9. Die Anordnung paralleler Leiter in einem Magnetfeld beeinflusst die Proximityverluste. Dieses Beispiel zeigt die Proximityverluste [W] in zwei parallelen, 1 m langen Runddrähten mit je 0,2 mm Durchmesser bei einem homogenen Erregerfeld $H_{ext} = 1 \text{ kA/m}$. Die linke Anordnung – Drähte hintereinander im Magnetfeld – erzeugt weniger Verluste als die rechte Anordnung, bei der die Drähte parallel dem magnetischen Feld ausgesetzt sind.

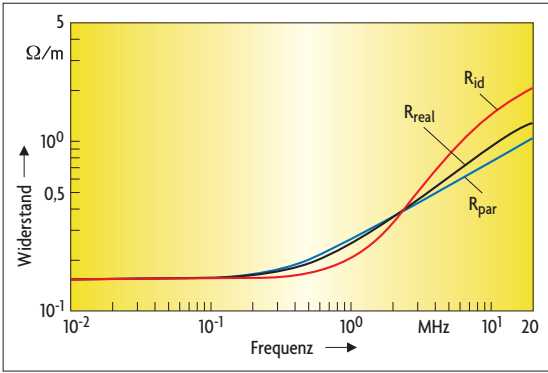


Bild 10. Das durch Skin- und innere Proximityverluste hervorgerufene Widerstandsverhalten einer realen Litze (R_{real}) bewegt sich zwischen dem idealen Verhalten einer Litze (R_{id}) und dem Verhalten parallel geführter Einzeldrähte (R_{par}).

nen, dass bei idealen Litzen mit nur wenigen Adern und auch bei Profillitzen mit ausgeprägt rechteckförmiger Struktur die Richtung des externen Feldes einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf die Verluste hat. Bei Rundlitzen mit vielen Adern heben sich diese Einflüsse gegenseitig auf. Das gleiche gilt auch für rechteckförmige Profillitzen, wenn diese innerhalb einer Wicklung einzeln nebeneinander und mehrlagig übereinander gewickelt werden. Der zeitliche Mittelwert der Proximityverluste in idealen Litzen kann dann in Analogie zu Gl. 3 mithilfe folgender Beziehung berechnet werden:

$$P_{\text{prox,id}} = \frac{1}{\kappa} N \hat{H}_{\text{ext}}^2 \cdot D_{\text{s,id}}$$

mit

$$D_{\text{s,id}} = 2\pi \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha a_s I_1(\alpha a_s)}{I_0(\alpha a_s)} \right\} \quad (5)$$

und

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta}$$

Dabei bezeichnet a_s wieder den Radius einer einzelnen Ader und N die Anzahl der Adern in der Litze.

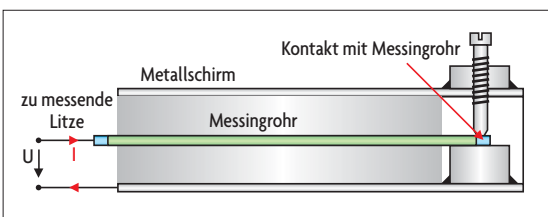


Bild 11. Um den Skineneffekt bei Drähten und Litzen gleichermaßen messen zu können, entstand ein koaxialkabelähnlicher Messaufbau, der äußere Effekte ausschließt und für stets gleiche Messbedingungen sorgt.

Verluste in realen Litzen

Die bisherigen Verlustbetrachtungen sind aber für die Praxis noch nicht allgemein anwendbar. Da die Litzen an ihren Enden verlötet, d.h. alle Adern elektrisch leitend miteinander verbunden werden, können sich Schleifenströme ausbilden, die in einer Ader in die eine Richtung und in einer anderen Ader in die entgegengesetzte Richtung fließen. In diesem Fall wird das über die Querschnittsfläche einer Ader gebildete Integral der Proximityströme nicht mehr Null, d.h., die Bedingung, dass alle Adern gleichberechtigt sind und die Litze als „ideale Litze“ angesehen werden kann, gilt nicht mehr.

Als zweiten Grenzfall, neben der idealen Litze, wird eine Situation betrachtet, bei der die Adern nicht verschlagen sind und somit parallel verlaufen. Dieser Fall tritt z.B. ein, wenn die Länge einer Litze zwischen den verlöteten Enden kurz verglichen mit ihrer Schlaglänge ist. Die Skin- und Proximityverluste können in diesem Fall wie bei einem Runddraht berechnet werden, sofern man den etwas größeren Gesamtradius a_L der Litze nach Gl. 4 und die im Mittel geringere spezifische Leitfähigkeit κ_L zu Grunde legt. Bezeichnet d den mittleren Abstand zwischen den Adern, dann kann durch Gleichsetzen der Gleichstromwiderstände die mittlere spezifische Leitfähigkeit $\kappa_L = \kappa \times 2\pi \times a_s^2 / (3^{1/2} \times d^2)$ angegeben werden. Die Summe aus RMS- und Skinverlusten ist nach Gl. 1 durch die folgende Beziehung gegeben:

$$P_{\text{par}} = i_{\text{RMS}}^2 R_0 \cdot F_{\text{s,par}}$$

mit

$$F_{\text{s,par}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \alpha_L a_L \frac{I_0(\alpha_L a_L)}{I_1(\alpha_L a_L)} \right\} \quad (6)$$

und

$$\alpha_L = (1+j) \sqrt{\pi f \kappa_L \mu_0}$$

Für die Proximityverluste gilt dann:

$$P_{\text{prox,par}} = \frac{1}{\kappa_L} \hat{H}_{\text{ext}}^2 \cdot D_{\text{s,par}}$$

mit

$$D_{\text{s,par}} = 2\pi \operatorname{Re} \left\{ \frac{\alpha_L a_L I_1(\alpha_L a_L)}{I_0(\alpha_L a_L)} \right\} \quad (7)$$

Bild 10 zeigt die frequenzabhängigen Widerstände für eine 15×0,1-mm-

Litze. R_{id} kennzeichnet die nach Gl. 4 berechnete ideale Litze, R_{par} ist nach Gl. 6 berechnet für den Fall paralleler Einzeldrähte, und die dazwischenliegende Kurve ist der Messwert für die reale Litze. Es war natürlich zu erwarten, dass der frequenzabhängige Widerstand der realen Litze zwischen den beiden Grenzfällen liegt. Ausgehend von dem gemeinsamen Schnittpunkt der drei Kurven bietet sich die Möglichkeit an, die Litze mithilfe eines einzigen Parameters λ_s durch eine Linearkombination der beiden Grenzfälle zu beschreiben:

$$P_{\text{sk,real}} = i_{\text{rms}}^2 R$$

$$P_{\text{sk,real}} = i_{\text{RMS}}^2 [\lambda_s R_{\text{id}} + (1-\lambda_s) R_{\text{par}}] \quad (8)$$

Der Wert λ_s kann als Qualitätsparameter angesehen werden:

- ▶ $\lambda_s = 1$ bedeutet eine ideale Litze,
- ▶ $\lambda_s = 0$ eine Anordnung aus parallelen Adern.

Die Untersuchung der Proximityverluste einer realen Litze zeigt, dass auch diese in der gleichen Weise aus den beiden Grenzfällen zusammengesetzt werden kann. In einer realen Litze gilt resultierend die Näherungsbeziehung:

$$P_{\text{prox,real}} = \lambda_p P_{\text{prox,id}} + (1-\lambda_p) P_{\text{prox,par}} \quad (9)$$

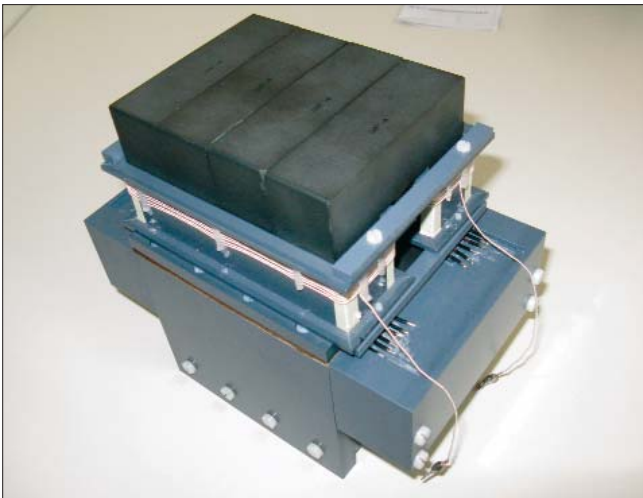
Messtechnische Charakterisierung von Litzen

Zur Beschreibung des Litzeverhaltens sind zwei unabhängige Messungen zur Bestimmung der Parameter λ_s und λ_p durchzuführen. Einerseits spielt das frequenzabhängige Verhalten des Drahtes eine wichtige Rolle für RMS, Skin- sowie zusätzliche innere Proximityverluste bei Litzen, d.h., die Impedanz verschiedener Drähte und Litzen muss als Funktion der Frequenz entsprechend Bild 8 beschrieben werden. Andererseits entsteht ein großer Teil der Wicklungsverluste durch den Proximityeffekt, d.h., hier spielt der Wickelaufbau und somit die Position der einzelnen Windungen im Wickelfenster eine wichtige Rolle. Voraussetzung für die Berechnung der Proximityverluste ist zwar die Kenntnis der Feldverteilung im Wickelfenster, aber

unabhängig davon muss – ähnlich wie beim Runddraht in Bild 6 dargestellt – das Verhalten der Litzen im externen Feld charakterisiert werden. Die zweite messtechnische Aufgabe besteht also darin, die Verluste in einer Litze zu bestimmen, die sich in einem externen magnetischen Feld befindet.

Der frequenzabhängige Widerstand eines Drahtes oder einer Litze kann auf einfache Weise gemessen werden, indem ein Abschnitt mit einer Länge von z.B. 1 m an die Eingangsbuchsen eines Impedanzanalysators angeschlossen wird. Obwohl das Messgerät vorher auf Kurzschluss und Leerlauf geeicht werden kann, entstehen einige prinzipbedingte Messfehler. Das von der Drahtschleife hervorgerufene Magnetfeld verursacht Verluste in allen benachbarten metallischen Körpern. Dazu gehören nicht nur die Gehäuse der Messgeräte, sondern auch die Drahtschleife selbst. Zur Vermeidung dieser Proximityverluste kann der in Bild 11 gezeigte Messaufbau verwendet werden, bei dem das Magnetfeld nach außen völlig abgeschirmt wird. Der Prüfling wird mithilfe von Abstandshaltern in der Mitte eines als Rückleiter dienenden Messingrohres angeordnet und am Ende leitend mit diesem verbunden. Der frequenzabhängige Widerstand des Rohres kann rechnerisch subtrahiert werden. Eine Kalibrierung dieser Anordnung ist mit einem Runddraht leicht möglich.

Bild 12 zeigt den Messaufbau zur Bestimmung der Proximityverluste in Drähten oder Litzen. Im Luftspalt einer UI-Kernkombination – bestehend aus vier parallelgeschalteten U93-Kernen aus 3F4-Material – wird mithilfe einer Erregerwicklung ein Magnetfeld erzeugt. In einer Referenzmessung ohne Prüfling wird der Verlustwiderstand der Messanordnung bestimmt, der sich aus den Wicklungsverlusten der Messwicklung und den Kernverlusten zusammensetzt. Für die eigentliche Messung werden mehrere Längen des Prüflings in den Luftspalt gebracht und der Verlustwiderstand der Messwicklung erneut bestimmt. Aus der Differenz der so gemessenen Verlustwiderstände und einem Modell des magnetischen Kreises wird der auf eine einzelne Ader bezogene Proximityfaktor des Prüflings bestimmt. Das Modell des magnetischen Kreises kann durch die in beiden Fällen gemessenen Blindwiderstände der Messwicklung noch kor-



I Bild 12. Um den Proximityeffekt messen zu können, wurde ein Transformator konstruiert, in dessen Luftspalt mehrere Leiter definierter Länge (Draht oder Litze) parallel angeordnet werden können. Der Proximityeffekt lässt sich aus der Differenz der in der Messwicklung gemessenen Verlustwiderstände – mit und ohne Test-Leiter im Luftspalt – berechnen.

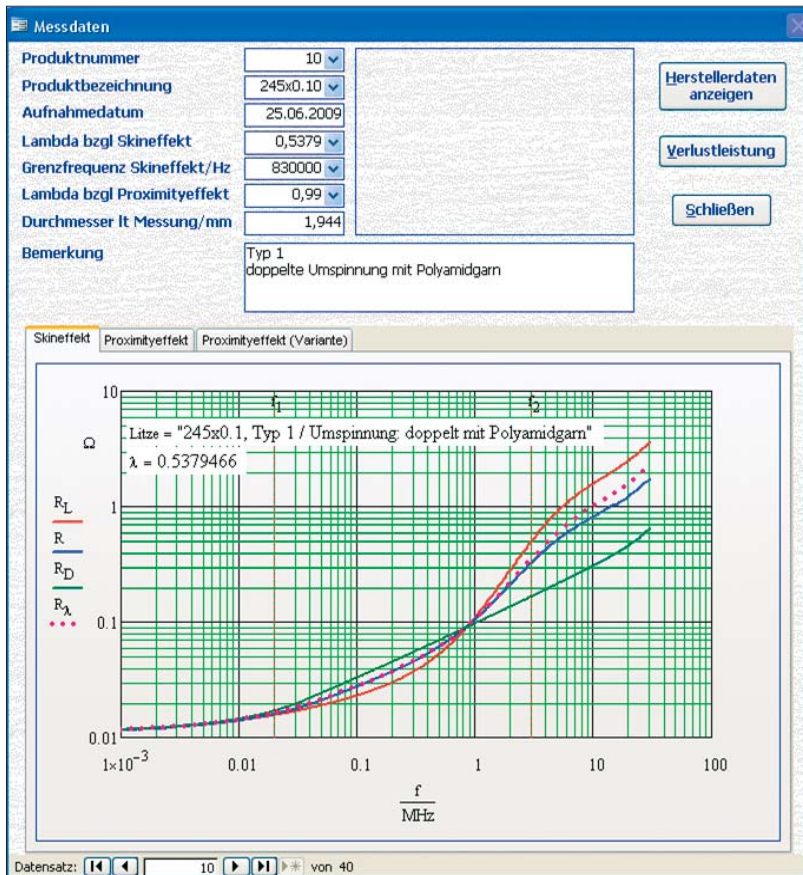


Bild 13. Die Ergebnisse der Vergleichsmessungen lassen sich in einer Datenbank zusammenfassen, um z.B. bei der Suche nach der optimalen Leiterbauart die Verlustleistung direkt aus der Messdatendarstellung zu berechnen.

(Bild: Rudolf Pack GmbH & Co. KG)

rigiert werden. Von der Prüflitze werden mehrere Abschnitte in den Luftspalt gelegt, wobei die verlöteten Enden nicht dem Magnetfeld ausgesetzt sind. Dieser Messaufbau führt unter

Berücksichtigung einiger prinzipbedingter Messfehler zu recht brauchbaren Ergebnissen im Frequenzbereich zwischen 3 kHz und etwa 8 MHz. Unterhalb dieses Frequenzbereichs wer-

den die Proximityverluste zu gering, verglichen mit den Gleichstromverlusten der Erregerwicklung. Oberhalb von 8 MHz werden die Kernverluste zu dominant.

Messergebnisse

Die Messung sehr vieler unterschiedlicher Litzen zeigt, dass der Parameter λ_s innerhalb eines weiten Wertebereichs zwischen 0,15 und 0,9 variieren kann. Abhängig ist das Ergebnis insbesondere von folgenden Kriterien:

- ▶ Wie wird die Litze verschlagen?
- ▶ Welche Teilbündel werden vorab verschlagen und anschließend zusammen verseilt?
- ▶ Welche Schlaglängen wurden gewählt?

Generell kann festgestellt werden, dass sich bessere Litzen durch eine gleichmäßigere Verteilung der Aufenthaltswahrscheinlichkeit der Adern über dem Litzequerschnitt, bezogen auf die Länge des Litzeabschnitts, auszeichnen. Das wird durch eine geeignete Unterverseilung erreicht.

Bei dem Parameter λ_p zeigt sich ein anderes Bild. Alle Messwerte liegen oberhalb von 0,95. Ob sich eine Litze „ideal“ oder doch mehr „real“ verhält, wird wesentlich durch den Abstand der Lötstellen, d.h. durch die Länge der Litze in der jeweiligen Wicklung bestimmt. Für Litzeabschnitte mit Län-



Prof. Dr.-Ing. M. Albach

leitet seit 1999 den Lehrstuhl Elektromagnetische Felder an der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg (FAU). Zu seinen Forschungsgebieten gehören die Maxwellsche Feldtheorie und die Leistungselektronik mit den Schwerpunkten Elektromagnetische Verträglichkeit und induktive Komponenten.

m.albach@emf.eei.uni-erlangen.de



Dipl.-Ing. Janina Patz

studierte bis 2006 allgemeine Elektrotechnik an der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg (FAU). Seit 2008 arbeitet sie als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der FAU. Ihre Arbeitsgebiete umfassen die elektromagnetische Feldtheorie mit dem Schwerpunkt induktive Komponenten.

j.patz@emf.eei.uni-erlangen.de



Dr.-Ing. Hans Roßmanith

ist seit 1993 wissenschaftlicher Mitarbeiter im Department Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik der Universität Erlangen-Nürnberg. Seit 1999 ist er am Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder tätig. Seine Arbeitsgebiete sind elektromagnetische Feldtheorie, elektromagnetische Verträglichkeit und numerische Feldberechnung.

h.rossmanith@emf.eei.uni-erlangen.de

gen oberhalb der Schlaglänge nähert sich λ_p dem Wert 1. Der kleinste und damit ungünstigste Wert λ_p stellt sich ein, wenn die dem Feld ausgesetzte Litzenzlänge etwa der halben Schlaglänge entspricht. In diesem Fall nehmen die Ströme in den Einzeladern, die sich über die verlöteten Enden schließen, einen Maximalwert an. Der Wert λ_p reduziert sich dann auf etwa 0,9. Eine weitere Einflussgröße für den Qualitätsparameter λ_p ist die Formstabilität der Litzen. Nicht umspinnene Litzen ändern beim Wickeln ihre äußere Form in Richtung eines elliptischen Querschnitts. Steht die größere Quer-

schnittsfläche senkrecht zum Magnetfeld, dann nimmt der magnetische Fluss durch die Flächen zwischen den Adern zu, und damit steigen die Ausgleichsströme, die sich über die verlöteten Enden schließen. Die doppelt umspinnenen Litzentypen haben den höchsten Qualitätsparameter in Hinblick auf den Proximityeffekt. In realen Wickelpaketen kommt bei diesen Litzentypen als weiterer Vorteil der größere Abstand zwischen den benachbarten Windungen hinzu. Bei Rechteckprofilen hat die Richtung des externen Felds für den Qualitätsparameter λ_p großen Einfluss. Dringt das externe Feld auf einer Schmalseite in das Litzeprofil ein, wird es von den induzierten Wirbelströmen der Adern besser abgeschirmt als wenn es senkrecht dazu verläuft. Im Wickelpaket wird dieser Effekt durch die Nachbarlitzen allerdings abgeschwächt.



Dipl.-Ing. Dietmar Exner

ist seit 1999 Assistent der Geschäftsführung bei der Rudolf Pack GmbH & Co. KG. Schwerpunkte seiner Tätigkeit sind die Beratung der Kunden und die Umsetzung der Kundenwünsche im Hause PACK Feindrähte.

dietmar.exner@pack-feindraehnte.de



Dr.-Ing. Alexander Stadler

arbeitete bis 2008 als Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg (FAU). Seit 2009 leitet er die Grundlagenentwicklung der Spezial-Transformatoren Stockach GmbH & Co. KG (STS). Seine Arbeitsgebiete umfassen die Simulation und Messtechnik induktiver Bauelemente sowie die Entwicklung von Sonderbauteilen und neuen Technologien in diesem Bereich.

stadler@sts-trafo.de

Der Weg zur optimalen Wicklung

Zur Auswahl einer optimalen Litze für eine gegebene Applikation ist eine Reihe unterschiedlicher Parameter zu berücksichtigen. Sind die in den Spulen oder Transformatoren auftretenden Ströme mit ihrem Oberwellenspektrum bekannt, dann lässt sich, ausgehend von den Litzeprofilen, die Verteilung der einzelnen Windungen im Wickelfenster festlegen und damit auch die zu erwartende Feldverteilung berechnen. Mit diesen Informationen kann aus dem umfangreichen Angebot unterschiedlichster HF-Litzen – z.B. vom Typ Rupalit – ausgewählt werden, wobei der Hersteller Pack Feindrähte auf eine in einer Datenbank hinterlegte ausführliche Charakterisierung von Standardlitzen zurückgreifen kann (Bild 13).

Die wichtigsten Parameter bei der Litzenauswahl sind die Anzahl der verwendeten Einzeldrähte und der Einzeldrahtdurchmesser sowie Schlaglänge und Schlagrichtung. Einerseits wird die Schlaglänge durch die äußere Umhüllung der Litze aus Naturseide oder Polyamidgarn beeinflusst, andererseits steigen mit zunehmender Anzahl der Einzeldrähte innerhalb des Litzverbundes die Möglichkeiten für mehrfache Unterverseilungen.

hs