

Entwurf induktiver Bauelemente

# Wicklungsverluste in Spulen und Trafos aus HF-Litze

Induktive Bauelemente in Schaltnetzteilen kleinerer bis mittlerer Leistung werden heute aus Standard-Ferritkernen und individuellen Wicklungen gefertigt. Ihr Entwurf ist dabei häufig nur durch Versuch und Irrtum gekennzeichnet. Dieser Beitrag gibt eine Hilfestellung zu einem systematischeren Entwurf induktiver Bauelemente.

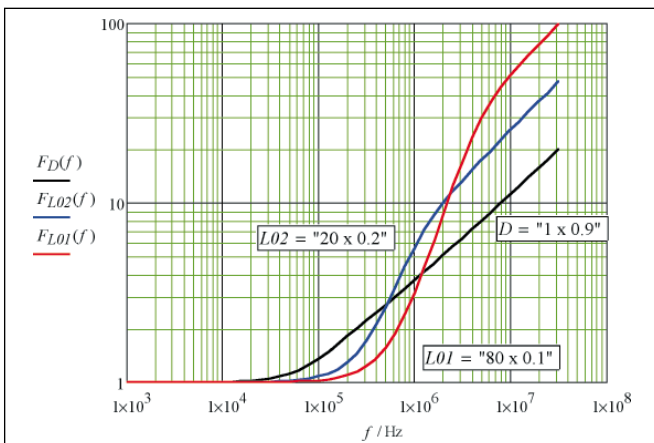


Bild 1: Frequenzgang des Skinfaktors (und somit der Skinverluste) von Litze 20 x 0,2 mm, 80 x 0,1 mm und äquivalentem Volldraht (Durchmesser 0,9 mm) nach Gl. (2). Man beachte, dass der Skinfaktor auch vom Radius der Litze abhängt. (Alle Bilder: Pack Feindrähte)

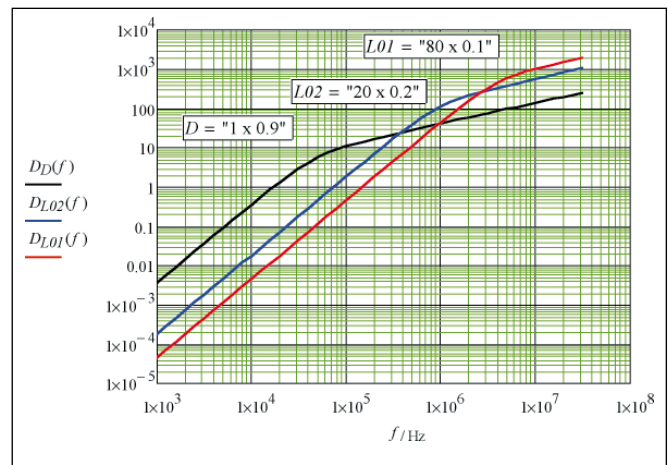


Bild 2: Frequenzgang des Proximityfaktors (und somit der Proximityverluste) von Litze 20 x 0,2 mm, 80 x 0,1 mm und äquivalentem Volldraht (Durchmesser 0,9 mm) nach Gl. (4).

Vorgegeben beim Entwurf von Schaltnetzteilen sind Induktivität, Stromverlauf und eventuell max. Verlustleistung. Gesucht ist der Aufbau des Bauelements: Kernform, -größe, -material; Luftspalt; Wicklungsaufbau, Windungszahl, Leitertyp (Draht, Litze, Folie). Verluste treten dabei im Kern und in der Wicklung auf. Hier werden die Wicklungsverluste betrachtet, speziell für Runddrähte und Rundlitzen. Nach ihnen richtet sich die Auswahl des Litzentyps der Wicklung.

Die Wicklungsverluste lassen sich einteilen in:

1. RMS-, Skin- und bei Litze innere Proximityverluste: der Stromverlauf muss bekannt sein.

2. Externe Proximityverluste: das magnetische Feld im Wickelfenster muss bekannt sein.

Alle diese Wicklungsverluste lassen sich über die Annahme linearer Materialeigenschaften berechnen, d. h. die Verlustberechnung kann über eine Fourieranalyse und eine Überlagerung der Verluste der einzelnen Fourierkomponenten erfolgen. Im Gegensatz dazu sind Ferritkerne im Wesentlichen nichtlineare Materialien – bei den Kernverlusten führt eine solche Berechnung mittels Überlagerung der Fourierkomponenten zu falschen Ergebnissen.

### RMS-, Skin- und innere Proximityverluste

Diese sind proportional zum Quadrat der Stromamplitude  $\hat{I}$  in einer einzelnen Windung. In einer idealen Litze der Länge  $l$  mit Außenradius  $a_L$  der Litze bei der Frequenz  $f$  gilt dafür

$$P_s = \frac{\hat{I}^2 l}{2 \kappa A_{Lcu}} F_s \quad (1)$$

Dabei ist  $\kappa$  die Leitfähigkeit des Leitermaterials (meist Kupfer). Die Anzahl der Adern  $N_s$  der Litze, jeweils vom Radius  $a_s$ , bilden zusammen den Kupferquerschnitt  $A_{Lcu} = N_s a_s^2 \pi$ .

Als Skinfaktor  $F_s$  des Litzekabels erhält man

$$F_s = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \alpha a_s \left[ \frac{I_0(\alpha a_s)}{I_1(\alpha a_s)} + N_s (N_s - 1) \left( \frac{a_s}{a_L} \right)^2 \frac{I_1(\alpha a_s)}{I_0(\alpha a_s)} \right] \right\}, \text{ mit}$$

$$\alpha = \frac{1+j}{\delta}, \quad \delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \kappa \mu_0}} \quad (2)$$

Die modifizierten Besselfunktionen  $I_1$  und  $I_0$  werden hier für komplexe Argumente  $\alpha a_s$  ausgewertet. Auch ein äquivalenter Volldraht ( $N_s = 1$ ) mit gleichem Kupferquerschnitt kann mit den Gln. (1) und (2) berechnet werden. Die inneren Proximityverluste entfallen dabei. Unterhalb einer für die betrachtete Litze charakteristischen Frequenz hat nun die Litze die

**AUTOR**  
 M. Albach, M. Döbrönti, H. Roßmanith, Lehrstuhl für Elektromagnetische Felder der Universität Erlangen, Dietmar Exner, Pack Feindrähte, Gummersbach und A. Stadler, STS – Spezial Transformatoren, Stockach

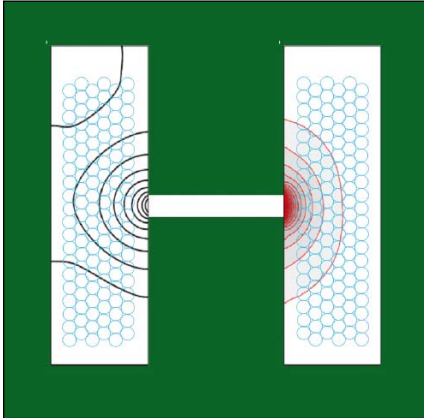


Bild 3: Feldverlauf Spule mit Luftspalt.

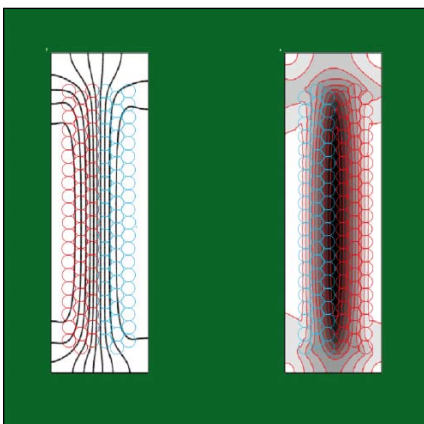


Bild 4: Feldverlauf Trafo ohne Luftspalt.

geringeren Verluste  $P_s$ , oberhalb der Voll-  
draht (Bild 1).

Meist ist der Zeitverlauf des Erregerstroms  
bekannt. Durch Fourierentwicklung kann  
man daraus die einzelnen Spektralanteile  
bestimmen, mit Gl. (1) die jeweiligen Ver-  
luste berechnen und schließlich aufaddie-  
ren.

### Äußere Proximityverluste

sind proportional zum Quadrat der Amp-  
litude des äußeren Magnetfelds  $\hat{H}$  am Ort  
der jeweiligen Windung. In dieser Wind-  
ung der Länge  $l$  bei der Frequenz  $f$  kann  
man sie über

$$P_p = \frac{l \hat{H}^2}{\kappa} D_L \quad (3)$$

berechnen. Der Proximityfaktor  $D_L$  des  
Litzekabels ist dabei

$$D_L = 2\pi N_s \operatorname{Re} \left\{ \alpha a_s \frac{I_1(\alpha a_s)}{I_0(\alpha a_s)} \right\} \quad (4)$$

mit  $\alpha$  und  $\delta$  nach Gl. (2). Der Proximityfak-  
tor eines äquivalenten Volldrahts mit glei-  
chem Kupferquerschnitt kann ebenfalls

mit Gl. (4) berechnet werden. Unterhalb  
einer für die betrachtete Litze charakte-  
ristischen Frequenz hat nun die Litze die  
geringeren Proximityverluste  $P_p$ , oberhalb  
der Volldraht (Bild 2).

Auch hier ist zunächst eine Fourierent-  
wicklung des Stroms jeder Teilwicklung  
nötig. Aus der Stromverteilung für diese  
Frequenz muss dann das Magnetfeld am  
Ort der einzelnen Windungen berechnet  
werden, um damit Gl. (3) auszuwerten.  
Eine Addition der Beiträge aller Fourier-  
komponenten ergibt die Verlustleistung  
der jeweiligen Windung, eine Addition  
über alle Windungen die äußeren Proxi-  
mityverluste der ganzen Wicklung.

### Magnetfeldverlauf im Wickelfenster

Die exakte Berechnung des Magnetfelds  
zur Bestimmung der äußeren Proximity-  
verluste erfordert den Einsatz spezialisier-  
ter Feldberechnungsprogramme. In vielen  
Fällen kann man sich jedoch auch ohne  
diese einen Überblick verschaffen und die  
Wicklungsverluste optimieren. Zwei Bei-  
spiele sollen hier betrachtet werden. In  
den zugehörigen Bildern 3 und 4 sind je-  
weils auf der linken Seite die Feldlinien  
und auf der rechten Seite die Linien kon-  
stanter magnetischer Feldstärke darge-  
stellt.

#### 1. Spule oder Trafo mit Luftspalt im Mittel- schenkel

In der Nähe eines Luftspalts nimmt das  
magnetische Feld sehr hohe Werte an  
(Bild 3, rechts). Liegt dort ein Teil der Wick-  
lung, erhöhen sich die Wicklungsverluste  
drastisch. Die magnetische Feldstärke des  
Luftspaltfelds lässt sich mit dem Magnet-  
feld einer äquivalenten Flächenstromver-  
teilung identifizieren.

Um die Wicklungsverluste klein zu halten,  
kann man den Luftspalt über den Mittel-  
schenkel und ggf. die Außenschenkel ver-  
teilen und so die maximale magnetische  
Feldstärke verringern. Alternativ oder zu-  
sätzlich kann man den Bereich hoher Feld-  
stärke aussparen und die Wicklung im  
restlichen Bereich des Wickelfensters un-  
terbringen.

#### 2. Trafo ohne Luftspalt

Ohne Luftspalt muss die Summe aller Strö-  
me im Wickelfenster unter Berücksich- ►

tigung der jeweiligen Vorzeichen und Phasen näherungsweise Null sein, damit der Kern nicht sättigt.

Bei einem Trafo aus zwei blockweise angeordneten Wicklungen für Primär- und Sekundärseite (rot und hellblau in Bild 4) ist das Magnetfeld zwischen den Blöcken am größten (Bild 4 links). Durch Verschachteln der Wicklungen von Primär- und Sekundärseite lässt sich die maximale Feldstärke und somit der Proximityeffekt stark reduzieren. Dabei muss jedoch ein Mindestabstand für die Isolation zwischen Primär- und Sekundärseite gewahrt bleiben.

Ist das Übersetzungsverhältnis des Trafos verschieden von eins, reduzieren sich die RMS-Verluste, wenn man die Wicklung mit dem höheren Strom jeweils als innere Wicklung wählt.

### Litenauswahl

#### 1. Wahl des Aderndurchmessers

Es muss ein Kompromiss zwischen der Summe aus RMS- und Skinverlusten (einschließlich innere Proximityverluste) und den äußeren Proximityverlusten gefunden werden.

Nur unterhalb einer vom Aderndurchmesser abhängigen oberen Frequenzgrenze ist der Einsatz von Litze sinnvoll; oberhalb dieser Frequenz muss entweder ein kleinerer

Aderndurchmesser oder ein Volldraht gewählt werden. Der Schnittpunkt der Kurven „D“ und „L01“ bzw. „L02“ für Skinverluste in Bild 1 und für Proximityverluste in Bild 2 gibt jeweils diese Frequenzgrenze an. Der für kleinere Verluste maximal zulässige Aderndurchmesser sinkt mit steigender Frequenz.

Für den Aderndurchmesser gibt es jedoch wirtschaftliche, technologische und physikalische Untergrenzen. Litzen gleichen Kupferquerschnitts mit kleineren Aderndurchmessern werden teurer, sind nur mit einem minimalen Radius noch fertigbar und benötigen durch die Isolation zwischen den Adern immer mehr Platz im Wickelfenster. Stößt man an diese Grenzen, muss man die Aderanzahl verringern (auf Kosten des Kupferquerschnitts) und/oder das Magnetfeld am Ort der Windungen verkleinern. Ein kleinerer Kupferquerschnitt erhöht jedoch RMS- und Skinverluste, ein verringertes Magnetfeld durch kleinere Luftspalte und weniger Windungen erhöht die Kernverluste.

#### 2. Wahl der Aderanzahl

Bei vorgegebenem Strom, vorgegebener Windungszahl und vorgegebenem Aderndurchmesser richtet sich die Aderanzahl der Litze nach den zulässigen RMS- und Skin-

verlusten: Diese Verlustleistung ist umgekehrt proportional zur Aderanzahl.

Verluste durch den äußeren Proximityeffekt sind proportional zur Aderanzahl, da in jeder Ader bei vorgegebenem Magnetfeld ja die gleichen Verluste anfallen.

Bei der Aderanzahl muss also ein Gleichgewicht zwischen RMS- und Skinverlusten einerseits und äußeren Proximityverlusten andererseits gefunden werden. Als Rahmenbedingung ist natürlich die Fläche des Wickelfensters zu berücksichtigen, die durch den gewählten Litzequerschnitt nicht überschritten werden kann. (sb)

*Dieser Beitrag entstand im Rahmen des Gemeinschaftsprojekts „Charakterisierung und Optimierung von Litze in Drosseln und Transformatoren zur besseren Ausnutzung der Energie“ der Universität Erlangen, der Firma STS – Spezialtransformatoren Stockach und der Firma Pack Feindrähte, Gummersbach. Das Projekt wird gefördert durch das BMWi auf Beschluss des Deutschen Bundestages, Förderkennzeichen 0327494, A,B,C.*

	<b>infoDIRECT</b>	<b>420e/1010</b>
	<b>Link zu Pack Feindrähte</b>	
<a href="http://www.elektronik-industrie.de">www.elektronik-industrie.de</a>		