

Modellierung magnetischer Komponenten in einem integrierten Simulations- und Entwurfswerkzeug

H. D. Njiende, N. Fröhleke

Njiende@lea.upb.de, Froehleke@lea.upb.de

Universität Paderborn, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik
Warburger Straße 100, D-33098 Paderborn

Kurzfassung

Die Simulation spielt in der Entwicklung von Schaltnetzteilen eine entscheidende Rolle und dennoch gibt es bisher kein CAE-Werkzeug, das Entwurf, Parametrierung, Simulation und Optimierung von Stromversorgungen in einem einzigen Programmpaket unterstützt [1]. Ein wichtiger Bestandteil dieses Werkzeuges ist der Entwurf und die computerunterstützte Optimierung magnetischer Bauelemente. Dieser Punkt ist für den Schaltungsentwickler von besonderer Bedeutung, da magnetische Bauelemente in der Regel für den jeweiligen Anwendungsfall individuell entworfen und gefertigt werden müssen.

Das Programm CAEOMAG, welches diese Aufgaben ausführt, wird an zwei Stellen des Entwicklungsprozesses benötigt. Zuerst muß eine schnelle Abschätzung der wichtigsten Kenngrößen einer Spule oder eines Transformators für die Beurteilung der jeweiligen leistungselektronischen Schaltung erfolgen. Hier steht die kurze Rechenzeit im Vordergrund, während an die Genauigkeit der Ergebnisse keine hohen Anforderungen gestellt werden. Nach Auswahl der Topologie muß für die Simulation, den Entwurf und die Optimierung ein besseres Modell zur Verfügung gestellt werden, wobei alle wichtigen Effekte (Skin- und Proximityeffekt) zu berücksichtigen sind. Solche Modelle wurden für röhrenförmige und planare Wicklungen, sowie für Ringkerne bereits implementiert.

1 Einleitung

Das Verhalten der magnetischen Komponenten ist wegen der auftretenden komplexen Effekte schwer vorhersagbar. Berücksichtigt werden müssen bei der Modellierung der magnetischen Kreis und die Kernverlusten, die Wicklungsverluste und das Klemmenverhalten, und das thermische Verhalten der magnetischen Komponenten. Der magnetische Leitwert des Kernes wird mit Hilfe der Formfaktoren in den Kernsegmenten berechnet während die konforme Abbildung für die genaue Modellierung des magnetischen Leitwertes des Luftspaltes eingesetzt wird. Die Kernverluste werden durch Approximation der Herstellerkennlinien mit Hilfe einer logarithmischen Geraden der sogenannten Steinmetz- Gleichung ermittelt. Hier wird ein Korrekturfaktor eingesetzt um dem erregenden Stromverlauf zu entsprechen und der Einfluß der Temperatur auf die Verluste berücksichtigt. Die Berechnung der Wicklungsverluste sind der schwierigste und wichtigste Teil der Modellierung der induktiven Komponenten. Bei Transformatoren

werden die Impedanzmatrizen ermittelt und die Verluste durch Fourierreihenentwicklung der Wicklungsströme. Bei der Berechnung der Verluste bei Spulen sind zu berücksichtigen die innere Skin-Effekt, der induzierte Skin-Effekt durch Felder anderer Leiterlagen und infolge aufgeweitete Felder des Luftspaltes. Die Eigen- und Koppelkapazitäten, die zu Resonanzerscheinungen bei höheren Frequenzen führen, sind auch einzubeziehen. Mit Hilfe der Impedanz und der Impedanzmatrix werden quasi-stationäre Schaltungsmodelle für die Spulen und Transformatoren entwickelt wobei Wirbelstromeffekte berücksichtigt sind. Diese Modelle werden um die Eigen bzw. Koppelkapazitäten ergänzt.[2], [3].

2 Vor- Optimierungsmodell

Der Vorentwurf hat zum Ziel, ohne einen iterativen Entwurfsprozess, eine schnelle Abschätzung der wichtigsten Kenngrößen der Komponenten vorzunehmen. Die Kern- und Wicklungsverluste lassen sich wie folgt berechnen:

$$P_{Fe} = p_n \cdot \left(\frac{f}{f_n} k_F \right)^{e_f} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{B_n} k_I \right)^{e_B} \cdot V_{Fe} \quad \text{und} \quad P_{Cu} = \frac{J_{Cu,RMS}^2}{\kappa_{Cu}} \cdot V_{Cu}$$

wobei k_F Formfaktor der Frequenz ist, k_I das Verhältnis der Amplitude des Wechselanteils zur Gesamtamplitude des Stromes oder der Flußdichte darstellt.

Bei Transformatoren wird die Scheinleistung

$$S = U_{1,RMS} I_{1,RMS} = \frac{1}{2} \cdot k_T \cdot A_{Fe} A_W \cdot \hat{B}_{Fe} \cdot J_{Cu,RMS} \cdot f$$

herangezogen, während bei Spulen die maximale Flußdichte und die Anzahl der Windungen in die Gleichung der Verlustleistungen eingesetzt werden.

$$\hat{B} = \sqrt{\frac{L \mu_0}{A_{Fe} l_L}} \cdot \hat{i} \quad \text{und} \quad N = \sqrt{\frac{L}{\mu_0} \frac{l_L}{A_{Fe}}}$$

wobei k_T den Formfaktor der Frequenz, A_W das Wickelfenster, A_{Fe} den effektiven Eisenquerschnitt, k_f den Kupferfüllfaktor und l_L die Länge des Luftspaltes darstellen.

Wohlgemerkt werden bei der Berechnung der Wicklungsverluste Wirbelstromeffekte nicht berücksichtigt, sondern rein die Gleichstromverluste.

Mittels des Flächenproduktes werden aus empirischen Daten Geometrieparameter sämtlicher Kernbauformen und der thermische Widerstand R_{th} approximiert.

3 Optimierungsmodell

Die genauesten Ergebnisse der Vorgänge in magnetischen Komponenten werden im Prinzip durch eine dreidimensionale Lösung des vollständigen Systems der Maxwell'schen Gleichungen erreicht. Die analytische dreidimensionale Lösung dieser ist aber so komplex, daß nur numerische Verfahren wie die Finiten-Elemente-Analyse (FEA) nutzbar ist. Um die Gleichungen analytisch lösen zu können wird die dreidimensionale Geometrie auf eine zweidimensionale reduziert. Die einfache eindimensionale Geometrie wird bei der Modellierung der Auswirkungen von Wirbelströmen meist eingesetzt. Bei

dieser Geometrie wird eine dominante axiale Feldkomponente im Luftspalt angenommen. Wegen der Feldaufweitung im Luftspalt sind axiale und radiale Komponenten in derselben Größenordnung, so daß die zweidimensionale Geometrie bessere Ergebnisse liefert.

Kernmodell

Der magnetische Leitwert des Kernes wird anhand der Formfaktoren für die Kernsegmente ermittelt, während die konforme Abbildung für die genaue Modellierung des magnetischen Leitwertes des Luftspaltes eingesetzt werden kann. Die Kernverluste werden durch Approximation der Herstellerkennlinien mit Hilfe einer logarithmischen Geraden der sogenannten modifizierten Steinmetz-Gleichung, die um eine frequenzabhängige Korrekturfunktion $k(f)$ erweitert wird.

$$P_{Fe} = \left[p_0 \cdot \left(\frac{f}{f_n} \right)^{e_f} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{B_n} \right)^{e_B} \right]_{T_b} \cdot \left(c_2 (T_K - T_b)^2 + c_1 (T_K - T_b) \right) k(f) + 1$$

wobei p_0 , f_n , B_n und T_b Bezugswerte sind, und c_1 und c_2 Temperaturkoeffizienten.

Transformatoren

Um eine analytische Lösung des eindimensionalen Feldproblems durchzuführen, werden einige Näherungen gemacht: der Einfluß der Leiterkrümmung auf die Feldverteilung, die an den Anschlüsse entstehenden Randeffekte und die Auswirkungen der Verschiebungsströme werden vernachlässigt. Weiterhin wird eine sehr hohe Permeabilität ($\mu_K \rightarrow \infty$) und eine sehr kleine elektrische Leitfähigkeit ($\kappa_K \rightarrow 0$) des Kernwerkstoffes angenommen und, daß die Summe aller Durchflutungen Null ist ($\sum \Theta_i = 0$).

Mit Hilfe des Poyntingschen Satzes werden Scheinleistungen der Leiterlagen ermittelt. Die Summe der Scheinleistungen (magnetischer Kreis, Isolationslagen und Leiterlagen) bildet die Gesamtscheinleistung der ν -Harmonischen des Stromes.

$$S_\nu = I_\nu^T (Z_{M,\nu} + Z_{Z,\nu} + Z_{L,\nu}) I_\nu^* = I_\nu^T (Z_\nu) I_\nu^* \Rightarrow S = P_K + \sum_\nu S_\nu$$

was mit den Kernverlusten die Gesamtscheinleistung, woraus die vollständige Impedanzmatrix ermittelt wird.

Spulen

Hier werden die bei der Modellierung des Transformators erzielten Ergebnisse des eindimensionalen Feldansatzes erweitert.

Für Runddrähte und Litze werden folgende Ansätze für die Lösung des zweidimensionalen Feldaufweitungsproblems eingeführt. Das Vektorpotential des Luftspaltes $A_L(x, y)$ wird als Strombelag der Länge des Luftspaltes zwischen zwei unendlich langen, hochpermeablen Platten mit Abstand W_w gewählt. Die einzelnen Leiterlagen, dargestellt durch Strombeläge, erzeugen das Vektorpotential $\sum_i A_i(x, y)$.

Um die zwei die Leiterlagen einschließenden hochpermeablen Grenzflächen zu berücksichtigen, wird ein Störansatz $A_S(x, y)$ dazu addiert, damit das gesamte Vektorpotential des Wickelfensters resultiert.

$$A_e(x, y) = A_L(x, y) + A_S(x, y) + \sum_i A_i(x, y)$$

Nach Bestimmung der Grenzfeldstärken und Lösung der Skin- Gleichung werden mit Hilfe des Poyntingschen Satzes die Gesamtverluste für Wicklungen aus Runddraht oder Litzen ermittelt, [2].

$$R_{ges}(\omega_v) = R_{skin}^{(1D)}(f_v) + R_{ind}^{(2D)}(f_v) = \frac{\Re(S_v)}{|I|_{F_{pR}^{(R)}=0}} + \frac{P}{|I|^2}$$

Aufgrund der Komplexität der Lösung des Feldproblems bei der Geometrie der Folienwicklungen werden Näherungen für eine analytische Lösung herangezogen: Randeffekte werden vernachlässigt, der Luftspalt wird durch einen Strombelag dargestellt, die Isolationslagen werden als infinitesimal klein angenommen und alle Folienleiter zu einem einzigen Massivleiter approximiert. Durch diese vereinfachte Geometrie ist die gesamte Verlustleistung analytisch ermittelbar.

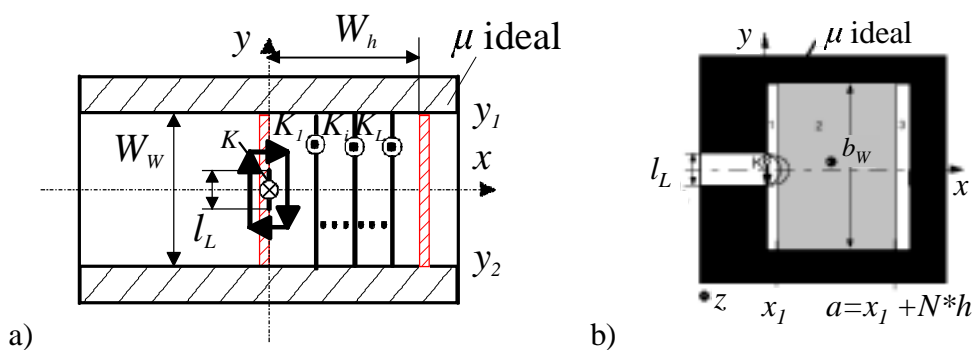


Bild 1: Ansatz zur Lösung des Feldproblems für a) Runddraht, Litze und b) Folien

Eigen- und Koppelkapazitäten

Bisher wurden nur die magnetischen Felder und die von ihnen verursachten Wirbelströme berücksichtigt. Elektrische Felder und die Verschiebungsströme, die zu unerwünschten Resonanzerscheinungen führen, sollen für eine verbesserte Modellierung und Optimierung des Komponenten auch betrachtet werden, da die gespeicherte elektrische Energie verhaltensstörend beim Entwurf von Stromrichterschaltungen ist und nur mit ihnen die Belastungen an Leistungshalbleiterbauelementen erklärt werden können.

Vereinfachte Ersatzschaltbilder werden für die Eigen- und Koppelkapazitäten angesetzt und die Leiterlagen durch sehr dünne Platten approximiert [2].

Schaltungsmodelle

Die aus der quasi-stationären Feldlösung ermittelten Impedanzmatrizen sind im Bild 2 als Schaltungsmodelle dargestellt.

Bei Transformatoren werden Leerlauf- und Kurzschlußimpedanzen durch Partialbruchnetzwerke approximiert zur Berücksichtigung der Wirbelstromeffekte. Eigen- und Koppelkapazität approximieren die aufgrund der elektrische Energiespeicher und Verschiebungsströme auftretende Resonanzerscheinung.

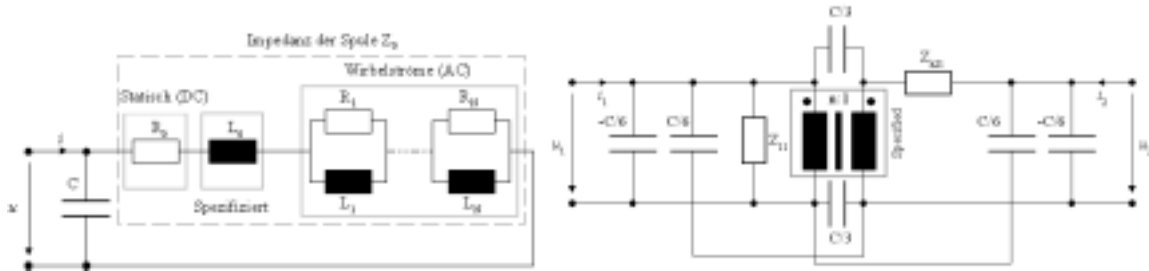


Bild 2: Quasi-stationäres Modell einer Spule und eines Zwei- Wicklungstransformators

Thermisches Modell

Nach der Ermittlung der als Wärmequellen geltenden Verluste dient das thermische Modell der Abschätzung der Temperaturerhöhung. Mit Hilfe der Nusselt-Zahlen (ohne Konvektion) und der Reynold- Zahlen (Zwangskonvektion) ermittelt man thermische Widerstände [2]. Zwei Wärmequellen (Kern- und Wicklungsverluste) und drei thermische Widerstände bilden das thermische Modell.

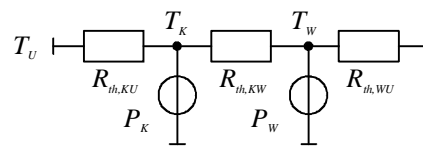


Bild 3: Thermisches Zwei- Knoten- Modell

4 Simulation- und Meßergebnisse

Bild 4 zeigt die Entwurfs- und Meßergebnisse einer optimierten und gewickelten Spule einer 5kW- Schweißstromversorgung mit den Daten ($L=6.6\mu\text{H}$, $f=40\text{kHz}$, $N=10$ Windungen, mit 10 Litzen à 30 Drähten in Parallel, EE42/21/15 Kern mit Material N27 und Luftspalt $l_L = 6,6\text{mm}$ im Mittelschenkel). Diese Konfiguration der Spule erschwert die Modellierung erheblich. Simulations- und Meßergebnisse des frequenzabhängigen Wechselstromwiderstandes bezogen auf den Gleichstromwiderstand $F_{AC} = R_{AC}(f)/R_{DC}$ stimmen gut überein. Durch die Einführung des 2D-Feldlösung verbessert sich das Ergebnis gegenüber der 1D- Lösung ($F_{ACsim1D}$). Das thermische Modell ermittelt für die durchschnittliche Temperatur der Spule (Kern und Wicklung) 88° während 80° gemessen werden, Bild 4 b). Das Vor- Optimierung- Modell zeigt bei allen Frequenzen das Widerstandsverhältnis $F_{AC} \approx 1$, da Wirbelstromeffekte vernachlässigt werden. Im Gegenteil liefert das Finite Element Programm bei einer 2D-Analyse (magnetisch und elektrisch) genauere Ergebnisse. Dafür dauert die Simulation zu

lange und nimmt viel Speicherplatz in Anspruch (~80 MB). Die analytische 2D-Lösung als Kompromiß nimmt weniger als 100kB in Anspruch und dauert nur einige Minuten. Simulationen wurden auf einem PC mit Pentium III 800MHz durchgeführt.

5 Zusammenfassung

In diesem Beitrag ist eine Modellierung magnetischer Komponenten zusammengefaßt wobei alle wichtigsten parasitären Effekte berücksichtigt werden. Modelle für den Kern, für das magnetische (Impedanzmatrix) und elektrische (Eigen- und Koppelkapazitäten), für die Ersatzschaltung und für das thermische Verhalten (thermische Widerstände) werden dargestellt. Simulations- und Meßergebnisse zeigen eine Übereinstimmung. Durch die Integration der Modellierung in einem Simulations- und Entwurfswerkzeug (SIMPLORER), [4], werden die Belastungsgrößen an den Klemmen der zu entwerfenden Komponenten berücksichtigt. Vergleiche zum Entwurf mit Hilfe eines Finite Elemente Werkzeugs zeigen klare Vorteile bezüglich Simulationszeit und dem Speicherplatzbedarf.

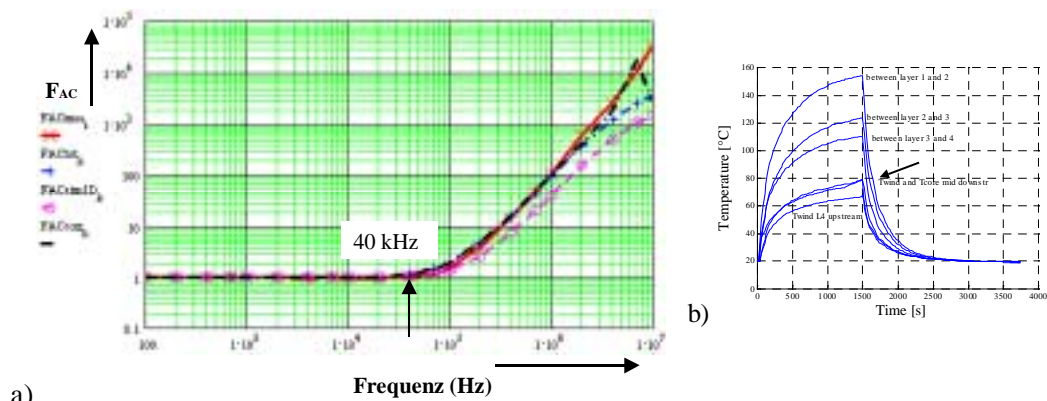


Bild 4: Meß- und Simulationsergebnisse a) Widerstandsquotient und b) Temperatur

6 Literatur

- [1] *H. Munding, D. Hahm, N. Fröhleke, H. Njiende, P. Wallmeier:* Simulations- und Entwurfswerkzeug für den optimierenden Entwurf von Schaltnetzteilen; ASIM 2000, S. 161-167.
- [2] *P. Wallmeier:* Automatisierte Optimierung von induktiven Bauelementen für Stromrichteranwendungen, Dissertation, Universität Paderborn, 2000.
- [3] *P. Wallmeier, N. Fröhleke, H. Grotstollen:* Improved analytical modeling of conductive losses in gapped high-frequency inductors. Proc. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting (IAS) 1998, S. 913-920.
- [4] *SIMEC GmbH:* Reference Manual to the simulator system SIMPLORER, Chemnitz, Feb. 1999.