

# Entwicklung eines Simulationsmodells für ein einphasiges Netzfilter

Martin Benjak

Fakultät für Elektrotechnik und  
Informatik  
Leibniz Universität Hannover  
Hannover, Deutschland  
martinbenjak@gmail.com

Dominic Pfeiffer

Fakultät für Elektrotechnik und  
Informatik  
Leibniz Universität Hannover  
Hannover, Deutschland  
dominic\_pfeiffer@web.de

Martin Burchard

Fakultät für Elektrotechnik und  
Informatik  
Leibniz Universität Hannover  
Hannover, Deutschland  
martin-burchard@gmx.de

**Abstract**—Dieses Dokument beschreibt die Überführung eines realen, einphasigen Netzfilters in ein Simulationsmodell für LTSpice. Die Entwicklung geschieht schrittweise und mit Zuhilfenahme der gegebenen Messdaten. Abschließend werden die Messdaten mit der Simulation verglichen und bewertet. Das entstandene Simulationsmodell des Netzfilters ist für weitere Simulationen mit Netzfiltern geeignet.

**Keywords**—

Netzfilter, Modellbildung

## I. EINFÜHRUNG

Netzfilter sind elektrische, meist passive Bauelemente. In diesen sind üblicherweise Widerstände, Drosseln und Kondensatoren verbaut und werden zwischen dem Versorgernetz und der eigentlichen Schaltung eingebracht. Netzfilter haben filternde Eigenschaften. Sie dämpfen die elektrische Störung von der nachfolgenden Schaltung in das Versorgernetz sowie die Störung vom Versorgernetz in die nachfolgende Schaltung.

Bei dem ausgewählten, einphasigen Netzfilter handelt es sich um einen Filter eines Küchenmixers. Im Rahmen des Student Contest vom IEEE soll dieser in einem Simulationsmodell nachgebildet werden.

Auch wenn Netzfilter, wie im gegebenen Fall, nur aus Widerständen, Drosseln und Kondensatoren bestehen ist die Nachbildung eines Simulationsmodells nicht trivial. Die Schaltung kann nicht nur mit den primären Eigenschaften ihrer Bauelemente beschrieben werden. Zusätzlich müssen auch die parasitären Eigenschaften der Bauteile beschrieben werden. Bei realen Spulen beeinflusst nicht nur deren Induktivität das Filter, sondern ebenfalls wirken sich ihre kapazitiven und ohmschen Eigenschaften auf das Filter aus. Diese sind unerwünscht, aber unvermeidlich und werden daher auch parasitär genannt. Nicht jede parasitäre Eigenschaft fällt gleich stark ins Gewicht. Somit muss für jedes Bauelement abgewogen werden, ob seine parasitären Eigenschaften beachtet oder vernachlässigt werden.

Simulationsmodelle sind in der heutigen Zeit unumgänglich. Jede komplexere elektrische Schaltung wird erst simuliert bevor ein erster Prototyp hergestellt wird. So ist es auch unabdingbar, dass für Netzfilter Simulationsmodelle eingesetzt werden. Mit diesem Modell und einem Simulationsmodell der Schaltung

kann so die Wechselwirkung zwischen Schaltung und dem Versorgernetz simuliert werden.

## II. ENTWICKLUNG DES SIMULATIONSMODELLS

In diesem Kapitel wird die Entwicklung eines Simulationsmodells anhand der vorliegenden Messergebnisse des vermessenen Filters durchgeführt.

### A. Modell ohne parasitäre Eigenschaften

Aus der gegebenen Abbildungen der Ober- und Unterseite des Netzfilters wurde das folgende grundlegende Modell ohne parasitäre Eigenschaften gebildet.

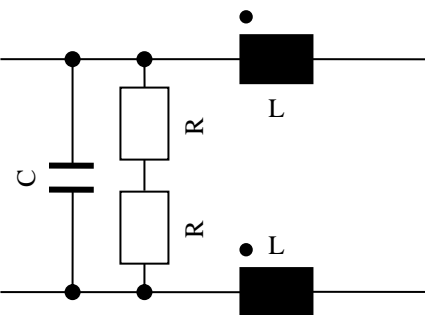


Fig. 1. Modell ohne parasitäre Eigenschaften

Der Widerstand  $R$  kann aus dem angegebenen Messwert der DC-Widerstandsmessung an der Netzseite bei lastseitigem Freilauf ermittelt werden. Da die zwei Widerstände in Reihe geschaltet sind, muss der gemessene Wert halbiert werden. Damit beträgt  $R = 332,5 \text{ k}\Omega$ .

Der Kondensator ist mit einer Toleranz behaftet. Daher wird der Wert nicht direkt vom Bauteil abgelesen. Aus der Messung der Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Leerlauf kann ein genauere Wert ermittelt werden.

In dem Frequenzbereich bis ca. 1 MHz wirken in der Messung fast ausschließlich die Kapazität  $C$  und die beiden Widerstände  $R$ . Daher kann die Kapazität  $C$  wie folgt berechnet werden.

$$C = \frac{\sqrt{2R - |Z|^2}}{2R \cdot 2\pi f \cdot |Z|} \quad (1)$$

Bei einer Mittelung über vier Werte ergibt sich für die Kapazität ein Wert von  $C = 96,6 \text{ nF}$ . Die Induktivität  $L$  wird zu einem späteren Zeitpunkt bestimmt.

### B. Modell mit parasitären Eigenschaften

In der Messung der Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Leerlauf ist das Verhalten eines gedämpften Serienschwingkreises zu erkennen. Dieses Verhalten ist durch zwei parasitäre Eigenschaften zu erklären.

Reale Kondensatoren besitzen einen Serienwiderstand  $R_{ESR}$ . Dieser lässt sich am Minimum der Messkurve ablesen und beträgt  $R_{ESR} = 61,5 \text{ m}\Omega$ .

Die Induktivität des Serienschwingkreises wird durch die Leiterschleife, bestehend aus den Leiterbahnen des netzseitigen Eingangs, verursacht. Aus Symmetriegründen wird die Induktivität aufgeteilt auf die untere und obere Leiterbahn. Die Induktivität berechnet sich nach:

$$L_E = \frac{1}{2} (4\pi^2 \cdot f_{0,1}^2 \cdot C)^{-1} \quad (2)$$

Dabei entspricht  $f_{0,1}$  der Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises. Diese kann aus der Messung abgelesen werden und hat den Wert  $f_{0,1} = 2,46 \text{ MHz}$ . Damit ergibt sich die Induktivität  $L_E = 21,17 \text{ nH}$ .

Die restlichen in den Messungen ersichtlichen Effekte lassen sich gut durch das Ersetzen der idealen Induktivitäten der Gleichtaktdrossel durch ein geeignetes reales Ersatzschaltbild nachbilden.

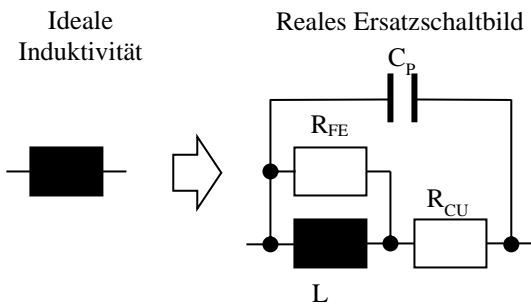


Fig. 2. Ersatzschaltbild einer realen Induktivität

Die Eisenverluste  $R_{FE}$ , der Drahtwiderstand  $R_{CU}$ , und die Wicklungskapazität  $C_P$  sind aus Symmetriegründen für die beiden realen Induktivitäten der Gleichtaktdrossel identisch.

Der Drahtwiderstand  $R_{CU}$  kann aus dem angegebenen Messwert der DC-Widerstandsmessung an der Lastseite bei netzseitigem Kurzschluss ermittelt werden.

$$R_{CU} = \frac{67,3 \text{ m}\Omega}{2} = 33,65 \text{ m}\Omega \quad (3)$$

Im Gleichtaktfall bei einer Frequenz bis  $100 \text{ kHz}$  kann die Gesamtschaltung vereinfacht werden zu einer Parallelschaltung zweier identischer Reihenschaltungen. Diese bestehen aus den

gekoppelten Induktivitäten  $L$  und dem Drahtwiderstand  $R_{CU}$ . Damit ergibt sich für die Impedanz  $Z$  der Schaltung

$$Z = \frac{1}{2} (j\omega L + j\omega M + R_{CU}) \quad (4)$$

Zur Vereinfachung wird zunächst eine ideale Kopplung angenommen. Daraus folgt  $L = M$ . Somit lässt sich  $L$  bestimmen.

$$L = \frac{\sqrt{4|Z|^2 - R_{CU}^2}}{2\omega} \quad (5)$$

Bei einer Mittelung über mehrere Werte aus der Gleichtaktimpedanzmessung zwischen Netz- und Lastseite ergibt sich für die Induktivität ein Wert von  $L = 0,47 \text{ mH}$ .

Gleichtaktdrosseln besitzen in der Realität keinen idealen Kopplungsfaktor. Dadurch ergibt sich eine Streuinduktivität. Diese bildet mit der Kapazität  $C$  einen Schwingkreis. In der Messung der Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Kurzschluss wirkt der Schwingkreis als Parallelschwingkreis mit  $f_{0,2} = 292 \text{ kHz}$ . Nach Gleichung (6) ergibt sich für die Streuinduktivität ein Wert von  $L_S = 3,08 \text{ }\mu\text{H}$ .

$$L_S = (4\pi^2 \cdot f_{0,2}^2 \cdot C)^{-1} \quad (6)$$

Der Kopplungsfaktor  $k$  der Gleichtaktdrossel ergibt sich nach Gleichung (7) zu  $k = 0,9967$ . Das Vorzeichen des Kopplungsfaktors rührt vom angenommenen Aufbau der Induktivitäten.

$$k = -\frac{|M|}{L} = -\frac{L_S - 2L}{2L} \quad (7)$$

Die Wicklungskapazität  $C_P$  bildet mit der Streuinduktivität  $L_S$  einen Parallelschwingkreis. Dieser ist durch die Eisenverluste  $R_{FE}$  gedämpft. In der Messung der Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Leerlauf ist bei  $f = 110 \text{ MHz}$  die dazugehörige Resonanz zu erahnen. Die Resonanzfrequenz liegt außerhalb des Messbereiches und wird mit  $f_{0,3} = 110 \text{ MHz}$  angenommen. Mit Gleichung (8) ergibt sich die Wicklungskapazität  $C_P = 1,36 \text{ pF}$ .

$$C_P = 2 \cdot (4\pi^2 \cdot f_{0,3}^2 \cdot L_S)^{-1} \quad (8)$$

Die Eisenverluste  $R_{FE}$  können bei der Resonanzfrequenz  $f_{0,3}$  direkt abgelesen werden. Da sich die Eisenverluste gleichmäßig auf die beiden realen Induktivitäten aufteilen, ergibt sich für den Widerstand:

$$R_{FE} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{2} = 5 \text{ k}\Omega \quad (9)$$

Alle oben bestimmten Eigenschaften führen zu dem folgenden Simulationsmodell. Dabei wurden die Parameter der Elemente iterativ so angepasst, dass das Modell gut mit der Realität übereinstimmt.

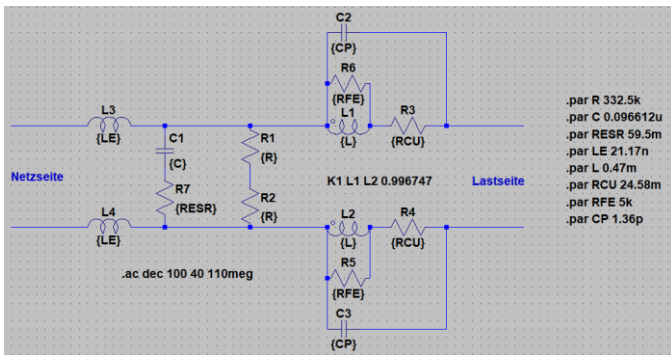


Fig. 3. Entgültiges Simulationsmodell des Netzfilters

### III. ERGEBNISSE

Die folgenden Abbildungen zeigen einen Vergleich zwischen der Simulation (durchgezogene Linie) und den Messwerten (gestrichelte Linie). Der Betrag der Impedanz  $Z$  ist in schwarz dargestellt. Die dazugehörige Phase ist in grau dargestellt.

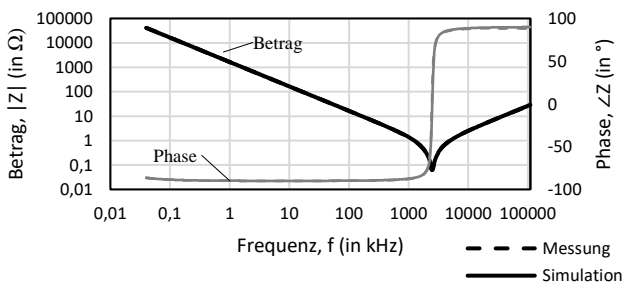


Fig. 4. Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Leerlauf

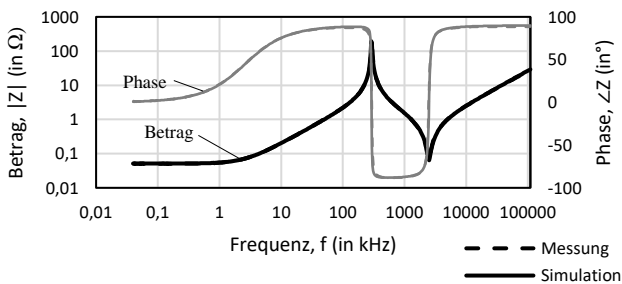


Fig. 5. Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Kurzschluss

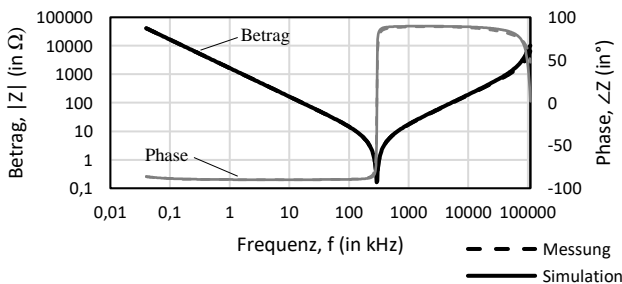


Fig. 6. Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Leerlauf

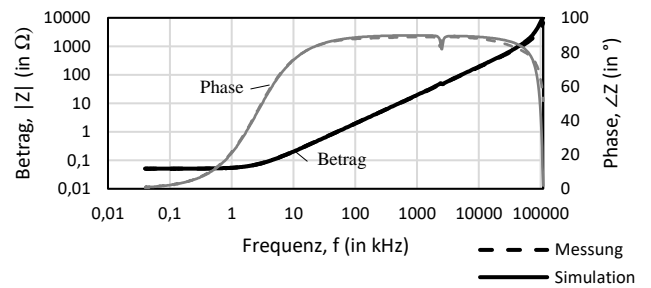


Fig. 7. Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Kurzschluss

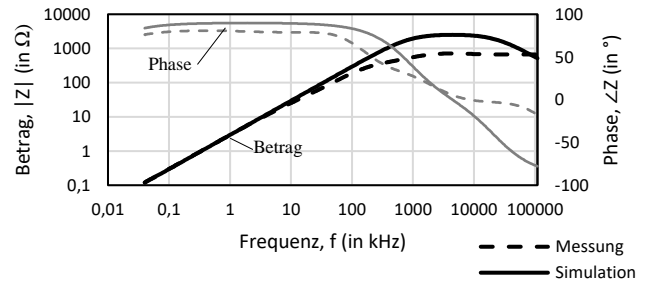


Fig. 8. Gleichtaktimpedanz zwischen Netz- und Lastseite

Es ist zu erkennen, dass die Simulation in den Gegentaktfällen sehr gut mit den Messungen übereinstimmt. Im Gleichtaktfall ist bei Frequenzen oberhalb von 100 kHz eine Abweichung zwischen Simulation und Messung zu erkennen.

Durch Hysterese und Sättigung sind die Eisenverluste nicht als durchgehend linear annehmbar. Da der Magnetische Fluss im Kern der Spule in beiden Fällen (Gleich- und Gegentakt) unterschiedlich ist, müssen auch unterschiedliche Werte für  $R_{FE}$  angenommen werden.

Weiterhin ist festzustellen, dass der Messaufbau für Gleich- und Gegentaktmessung nicht identisch ist. Der Abstand der Anschlussdrähte untereinander weicht ab. Falls dies nicht vor der Messung durch Kalibration kompensiert wurde, führt dies zu einer abweichenden parasitären Kapazität.

Die Resonanz im Gleichtaktfall wird in dem Modell durch die Wicklungskapazität  $C_P$  und der Induktivität  $L$  beschrieben. Da  $C_P$  nur 1,36 pF beträgt, führen bereits kleinste Abweichungen im Aufbau zu deutlichen Verschiebungen der Resonanzfrequenz. Dadurch ist die Abweichung der Resonanzfrequenz im Gleichtaktfall zu erklären.

Zuletzt ist zu erwähnen, dass das Modell als vollständig symmetrisch angenommen wurde. Auf das reale Netzfilter trifft dies aufgrund von Toleranzen nicht zu.

### IV. ABSCHLUSS

Abschließend lässt sich sagen, dass das Modell das Netzfilter für den Gegentaktbetrieb gut beschreibt. Auch im Gleichtaktbetrieb wird das Verhalten des Netzfilters, wenn auch mit Abweichungen, beschrieben. Damit ist das Modell für viele Einsätze verwendbar.