

# Entwicklung eines Simulationsmodells für einen Netzfilter

Tim Kobelt, Alexander Nitschke, Marco Ventker-Stegemann  
Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover  
Appelstraße 9A  
30167 Hannover

*Kurzfassung— Netzfilter sind in einer Vielzahl von elektrischen Geräten verbaut und haben dort die Aufgabe netzgebundene Störungen zu dämpfen. In dieser Arbeit soll ein Simulationsmodell entwickelt werden, was das reale Frequenzverhalten eines gegebenen Netzfilters nachbildet. Hierfür wird ein besonderes Augenmerk auf die parasitären Effekte und Bauteile gelegt, ohne die sich die realen Messungen nicht abbilden lassen. Nach Dimensionierung der jeweiligen Bauelemente wurden anschließend Simulationen der Schaltung in LTspice durchgeführt, um die Ergebnisse zu verifizieren.*

## I. EINLEITUNG

Funktörspannungen werden durch Schaltnetzteile auf der Netzseite hervorgehoben. Diese leitungsgewundene hochfrequente Störgröße kann zu Funktionsstörungen bei anderen elektronischen Bauelementen führen. Daher ist es erforderlich festgesetzte frequenzabhängige Grenzwerte einzuhalten. Möglich wird dies durch Vorschalten sogenannter Netzfilter. Diese sind aus passiven Bauelementen aufgebaut. Dazu gehören Widerstände, stromkompensierte Netzdrosseln sowie Kondensatoren, die in X- und Y-Klassen unterteilt werden. Die Drossel besteht aus getrennten, gleichartigen Wicklungen, die gleichsinnig auf einem ferromagnetischen Kern aufgewickelt sind. Werden diese gegensinnig vom Arbeitsstrom durchflossen, heben sich die magnetischen Felder im Kern der Drossel auf. Bei einer Gleichtaktstörung wirkt die Drossel dem Störsignal entgegen und mindert diese in der Amplitude. Des Weiteren werden Kondensatoren eingesetzt, um Gegentaktstörungen zu unterdrücken. Die Widerstände werden genutzt, um den Kondensator zu entladen. Um jedoch ein theoretisches Modell eines Netzfilters zu erstellen ist es unerlässlich die parasitären Elemente zu berücksichtigen, ohne die sich das reale Verhalten eines Netzfilters nicht darstellen lässt.

## II. ERGEBNISSE

### DISKRETE BAUELEMENTE

Mit Hilfe des vorgegebenen Bildes des Netzfilters kann auf den Aufbau der diskreten Bauelemente des Netzfilters geschlossen werden und ihre Werte bis auf die Gleichtakt drossel abgelesen werden.

Zwischen den beiden Leitungen befindet sich ein X-Kondensator C1 mit einer Kapazität von  $0,1\mu\text{F}$  zur Dämpfung von hochfrequenten Signalen. Um bei Abschaltung des Netzfilters die Spannung im Kondensator schnell zu verringern befinden sich zwei Ableitwiderstände R1 und R2 mit je  $320\text{k}\Omega$  (Toleranz 5%) (Widerstandsfarbcode) parallel zum X-Kondensator.

Als letztes diskretes Bauelement ist eine Gleichtaktdrossel zu erkennen. Diese lassen sich als zwei gleiche Induktivitäten L3 und L4 (gleichsinnig aufgewickelt), die miteinander gekoppelt sind, modellieren [1].

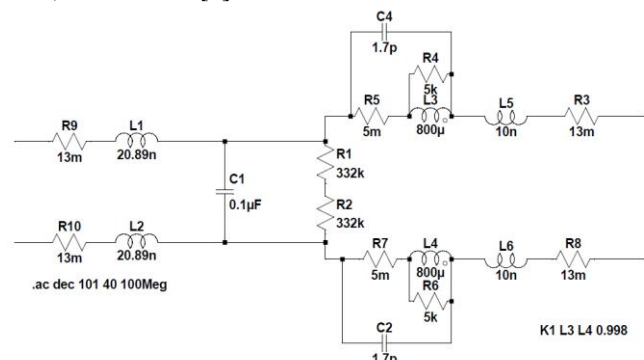


Abbildung 1: Gesamtes Ersatzschaltbild des Netzfilters

### PARASITÄRE BAUELEMENTE

Um das reale Verhalten des Filters nachstellen zu können, ist es notwendig, auch parasitäre Effekte im Simulationsmodell zu berücksichtigen. Die Art und die Dimension der parasitären Erscheinungen kann mittels der gemessenen Impedanzverläufe des realen Bauteils bestimmt werden.

#### 1. Messung (Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Leerlauf)

Die Verläufe des Impedanzbetrages und der Phase spiegeln das Verhalten eines Schwingkreises wider. Die Induktivität resultiert aus der netzseitigen Leitungsinduktivität, die aus der aufgespannten Fläche der beiden Zuleitungen resultiert. Jeder Stromfluss in einem elektrischen Leiter induziert ein Magnetfeld (siehe Durchflutungssatz [1]). Aus der Resonanzfrequenz der Messung kann auf die Größe der Induktivität geschlossen werden.

Die ungedämpfte Eigenfrequenz eines Schwingkreises kann folgendermaßen berechnet werden (1).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (1)$$

Aus den Messdaten konnte die Resonanzfrequenz mit  $f_0 = 2,462 \cdot 10^6$  Hz abgelesen werden. Mit Umstellen von (1) kann die Gesamtinduktivität berechnet werden (2).

$$L_{Ges} = \frac{1}{C \cdot f_0^2 \cdot 4 \cdot \pi^2} = 4,179 \cdot 10^{-8} \text{H} \quad (2)$$

Die netzseitigen Leitungen sind symmetrisch aufgebaut, daher muss die Gesamtinduktivität in zwei Induktivitäten aufgeteilt werden. Jede Leitungsinduktivität (L1 und L2) besitzt somit einen Wert von etwa 20,89nH.

Der DC-Widerstand der Messung setzt sich aus den Ableitwiderständen und den Leitungswiderständen (Kupfer) zusammen. Der Leitungswiderstand kann im Vergleich zum Ableitwiderstand vernachlässigt werden. Die realen Ableitwiderstände (R1 und R2) sind dementsprechend etwa 332kΩ groß.

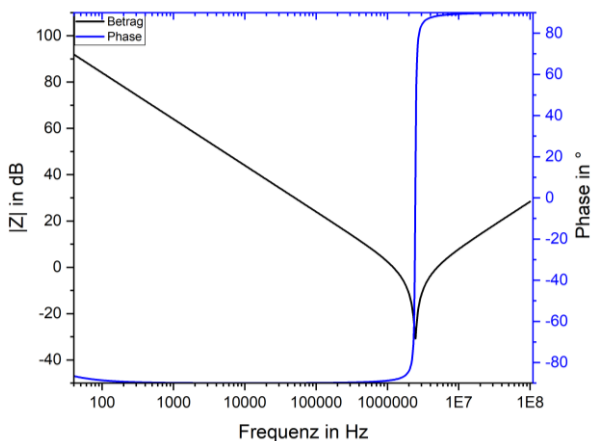


Abbildung 2: Ergebnis der Simulation Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Leerlauf

## 2. Messung (Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Kurzschluss)

Es sind zwei Resonanzfrequenzen in den Messdaten zu erkennen. Eine Resonanzfrequenz entspricht der Resonanzfrequenz aus der ersten Messung. Bei hohen Frequenzen resoniert also der Strom wie bei einem lastseitigen Leerlauf (Messung 1).

Bei niedrigen Frequenzen entsteht ein Parallelschwingkreis aus dem Kondensator mit 0,1µF und den Spulen aus der Gleichtaktrossel. Bei hohen Frequenzen wird der Kondensator zunehmend kurzgeschlossen und der Strom fließt immer weniger über die Drossel. Daher dominiert bei hohen Frequenzen der Reihenschwingkreis aus Streuinduktivität der Drossel und Kondensator. Da die magnetischen Ströme sich im Eisenkern eliminieren (Gegentakstrom) und der Gegentakstrom keine Induktivität sehen dürfte, wird die berechnete Größe Streuinduktivität genannt.

Die Resonanzfrequenz konnte aus den Messdaten mit  $f_0 = 2,922 \cdot 10^5$  Hz abgelesen werden. Daraus kann die Streuinduktivität berechnet werden (3).

$$L_{streu} = \frac{1}{C \cdot f_0^2 \cdot 4 \cdot \pi^2} = 2,966 \cdot 10^{-6} \text{H} \quad (3)$$

Der gemessene DC-Widerstand setzt sich aus den ohmschen Leitungswiderständen zusammen.

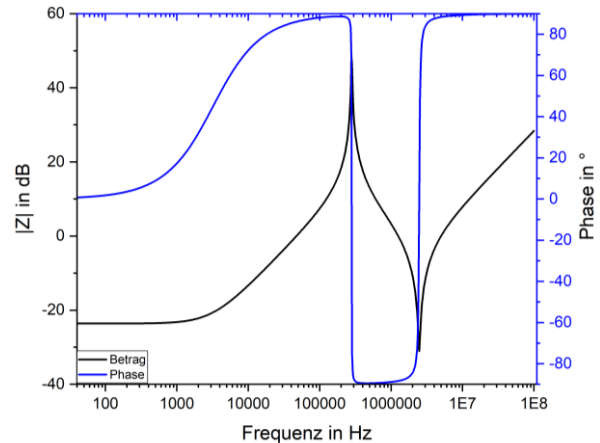


Abbildung 3: Ergebnis der Simulation Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Kurzschluss

## 3. Messung (Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Leerlauf)

In der 3. Messung lässt sich ein Schwingkreisverhalten mit der gleichen Resonanzfrequenz wie bei dem Parallelschwingkreis aus Messung 2 erkennen. Zusätzlich kann entnommen werden, dass bei Frequenzen  $>10^7$  die Phase wieder sinkt und die Impedanz steigt. Dieser Effekt kann mit parasitären Eigenschaften der Gleichtaktrossel erklärt werden. Bei hohen Frequenzen kann der Strom, statt durch den Kupferdraht, auch direkt zwischen den Windungen (Kapazität wird kurzgeschlossen) fließen.

Zusätzlich zu den Leitungsverlusten R5 können ohmsche Verluste bei hohen Frequenzen durch die Um-Magnetisierung des Eisenkerns auftreten, die durch den Widerstand R4 abgebildet sind. Bei einem Gleichstrom treten nur Verluste durch den Kupferwiderstand der Leitung auf, da die Spule einen Kurzschluss darstellt.

Der bei hohen Frequenzen immer mehr dominierende Kurzschluss über den Kondensator C4 führt zu einem Abfall der Phase im Diagramm. Durch die Resonanzfrequenz außerhalb des Messintervalls (Absinken der Phase kann innerhalb des Messbereichs beobachtet werden) kann C4 dimensioniert werden.

Der Betrag der Impedanz steigt bei hohen Frequenzen immer weiter, da Leitungsinduktivitäten (inkl. kleiner ohmscher Widerstand) und der Skin-Effekt einen immer größer werdenden Widerstand für den elektrischen Strom hervorrufen.

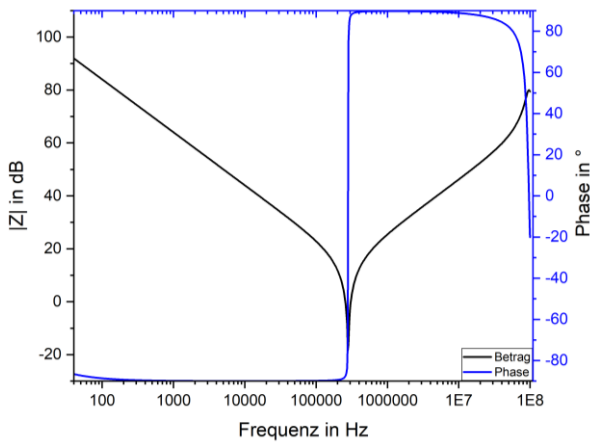


Abbildung 4: Ergebnis der Simulation Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Leerlauf

#### 4. Messung (Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Kurzschluss)

Auffällig bei dieser Messung ist das Einknicken der Phase und des Impedanzbetrages bei der gleichen Resonanzfrequenz wie bei Messung 1. Bei dieser Frequenz wird der Kondensator immer mehr leitend, daher sinkt der Betrag und die Phase. Dieser Effekt ist aber nur kurzzeitig, da die Leitungsinduktivitäten immer größer werden bei steigender Frequenz (siehe Messung 4). Vor dem Einknicken ist der Impedanzbetrag größer als bei Messung 4, da der Strom über die Induktivitäten netzseitig fließt.

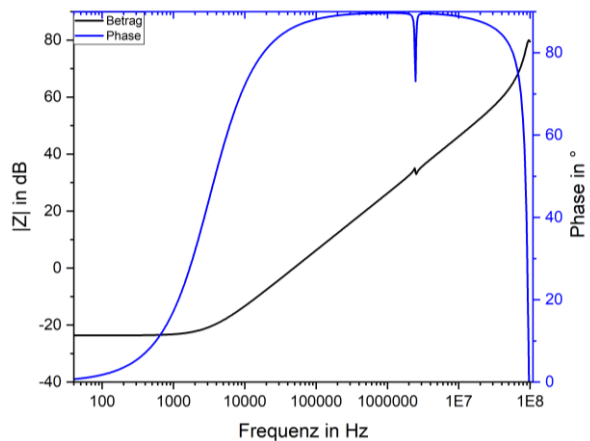


Abbildung 5: Ergebnis der Simulation Gegentaktimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Kurzschluss

#### 5. Messung (Gleichtaktmessung)

Abschließend soll hier die Gleichtaktmessung betrachtet werden. Mit steigender Frequenz wächst zunehmend auch der Widerstand für den Gleichtaktstrom (Leitungsinduktivitäten, Gleichtaktdrossel, Skin-Effekt). Den induktiven Charakter niedriger Frequenzen sieht man auch bei dem Phasenverlauf, da dieser fast 90° erreicht. Bei Frequenzen >10<sup>7</sup> kann ein Kurzschluss über den Kondensator zwischen den Wickeldrähten der Gleichtaktdrossel entstehen. Aus diesem Grund sinkt die Phase bei hohen Frequenzen wieder.

#### Bestimmung des Koppelfaktors und der Induktivität der Gleichtaktdrossel

Es wird angenommen, dass beide Spulen der Gleichtaktdrossel den gleichen Wert besitzen.

Der Koppelfaktor  $k$ , der die Kopplung der beiden Spulen charakterisiert, kann mit Hilfe der Messung 5 berechnet werden. Bei dieser Messung wurde die Gleichtaktimpedanz gemessen. In der Messanordnung bewegen sich die magnetischen Flüsse in die gleiche Richtung im Eisenkern, daher wird die Induktivität bedeutend größer als in Messung 2. Ein Parallelschwingkreis in der Drossel aus Induktivität und Kondensator entsteht.

Die Resonanzfrequenz konnte aus den Messdaten mit  $f_0 = 4 * 10^6 \text{ Hz}$  abgelesen werden. Die Größe des Kondensators konnte aus Messung 3 bestimmt werden. Die Gesamtinduktivität der Gleichtaktdrossel wird aus diesen Werten berechnet (4).

$$L_{Ges} = \frac{1}{C * f_0^2 * 4 * \pi^2} = \sim 800 * 10^{-6} \text{ H} \quad (4)$$

Der Koppelfaktor  $k$  kann mittels der Streuinduktivität (3) und der Gesamtinduktivität (4) der Drossel berechnet werden (5).

$$k = 1 - \frac{L_{Streu}}{L_{Ges}} = 0,998 \quad (5)$$

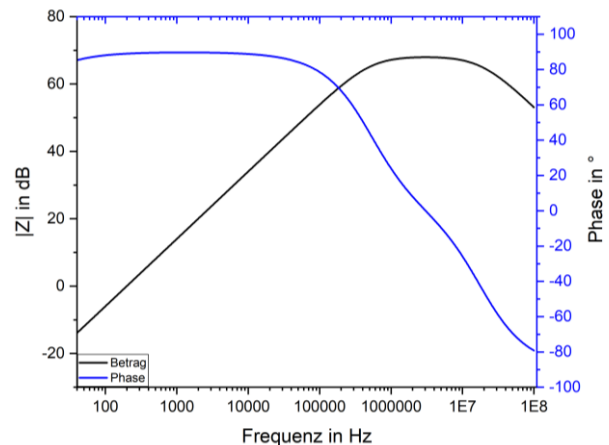


Abbildung 6: Ergebnis der Simulation der Gleichtaktmessung

### III. ZUSAMMENFASSUNG

Zusammenfassend lässt sich eine gute Übereinstimmung der Simulationen mit den realen Messungen erzielen. Es zeigt sich, dass das Frequenzverhalten maßgeblich durch parasitäre Größen beeinflusst wird. Wird dies bei dem Entwurf von Netzfiltern mitberücksichtigt, lässt sich das Frequenzverhalten verbessern. So lassen sich beispielweise die Leitungsinduktivitäten durch ein besseres Platinen-Layout minimieren.

### IV. REFERENCES

1. J. Franz, *EMV: Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*: (Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, Wiesbaden, 2008)