

Entwicklung eines Simulationsmodells für einen Netzfilter

Hoang Giang Nguyen
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Deutschland
giang751993@gmail.com

Duc Manh Nguyen
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Deutschland
nguyenhoang.anhkhhoa2008@gmail.com

Ha Viet Tran
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Deutschland
tranvietha3@gmail.com

Abstract—Der Artikel beschreibt die Entwicklung eines Simulationsmodells für einen einphasigen Netzfilter eines Küchenmixers zur Vermeidung von Störmmissionen über das Netzkabel mit Hilfe eines Netzwerksimulators (hier LTspice XVII).

Index Terms—Netzfilter, Simulationsmodell, Elektromagnetische Verträglichkeit, EMV

I. EINLEITUNG

Jedes elektronische Gerät, jede elektronische Baugruppe und jedes Schaltelement wirkt als Sender und Empfänger elektromagnetischer Signale [1]. Ein Netzfilter hat die Aufgabe, unerwünschte Frequenzbereiche bei CW-Störungen (*continue waveform*) zu unterdrücken und Pulsstörungen zu beseitigen. Ein wesentlicher Vorteil des Netzfilters ist sein einfacher Aufbau mit nur einer Drossel und einigen Kondensatoren. Um sein reales Verhalten zu untersuchen und seine parasitären Effekte zu erkennen, sollte ein Simulationsmodell erstellt werden.

Ziel der Arbeit ist, eine möglichst gute Übereinstimmung des Modells mit den frequenzabhängigen Impedanzverläufen zu erreichen, die mit einem Präzisionsimpedanzanalysator für verschiedene Konfigurationen (Gegentakt und Gleichtakt, Leerlauf und Kurzschluss) gemessen wurden [2]. Im Abschnitt II wird die Modellierung des Filters im Bezug auf jede Konfiguration durchgeführt. Die Ergebnisse werden im Abschnitt III gezeigt, verglichen und diskutiert.

II. MODELLIERUNG

Die Daten vom zu untersuchenden Netzfilter sind $R_1 = R_2 = 220 \text{ k}\Omega$ und $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$. Das vollständige Modell wird in der Abbildung 1 dargestellt:

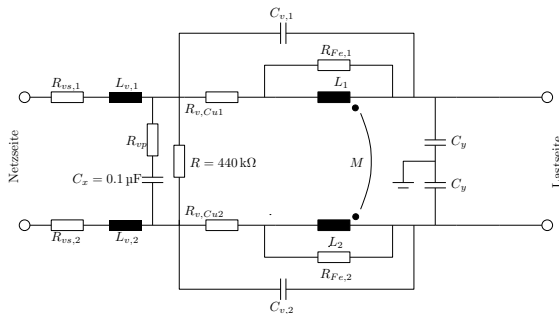


Abb. 1: Das zu untersuchende Modell

Im Bezug auf die verschiedene Konfigurationen sollte die Werte von allen Bauelementen bestimmt werden. Für eine Vereinfachung wird in aller Messungen der Gegentaktimpedanz das folgende Ersatzschaltbild angewendet:

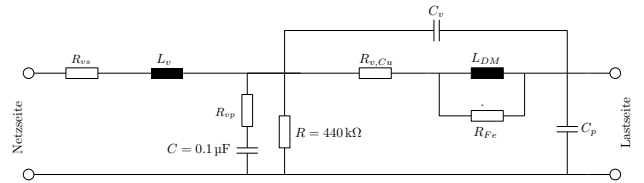


Abb. 2: Das Modell für die Messung der Gegentaktimpedanz,

wobei der gesamte Serienverlustwiderstand des Drahtes ist $R_{vs} = R_{vs,1} + R_{vs,2}$, die gesamte Verlustinduktivität des Drahtes ist $L_v = L_{v,1} + L_{v,2}$, der gesamte Kupferverlustwiderstand ist $R_{v,Cu} = R_{v,Cu1} + R_{v,Cu2}$, der gesamte Eisenverlust ist $R_{Fe} = R_{Fe,1} + R_{Fe,2}$, die gesamte Gegentaktimpedanz der Spule ist $L_{DM} = L_1 + L_2 - 2M$ und der gesamte Parallelkondensator ist $C_p = C_y/2$.

A. Messung der Gegentaktimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Leerlauf:

Aus der ersten Messung ist es erkennbar, dass eine Resonanzwirkung mit der zugehörigen Eigenfrequenz $f_A = 2.462 \text{ MHz}$ auftritt. Die Resonanz wird durch einen Schwingkreis erzeugt, bestehend aus der Kondensator C und der Verlustinduktivität L_v des Drahtes.

Der kapazitive Blindwiderstand bei der Resonanzfrequenz lässt sich wie folgt berechnen:

$$X_{C,A} = \frac{1}{2\pi f_A C} \approx 646 \text{ m}\Omega. \quad (1)$$

Dieser ist sehr viel kleiner als der Widerstand $R = 440 \text{ k}\Omega$. Aus diesem Grund ist der über den Widerstand R fließende Strom vernachlässigbar.

Die Impedanz wird ggf. minimal, wenn $X_{Lv,A} = X_{C,A}$. Daraus folgt

$$L_v = \frac{1}{(2\pi f_A)^2 C} \approx 41.79 \text{ nH}. \quad (2)$$

Der Betrag der Impedanz entspricht ggf. dem gesamten Verlustwiderstand, also

$$R_{vs} + R_{vp} = |Z(f = f_A)| \approx 61.45 \text{ m}\Omega \quad (3)$$

B. Messung der Gegentakimpedanz auf der Netzseite mit lastseitigem Kurzschluss:

In der zweiten Messung sollte die gesamte Gegentakinduktivität der Spule L_{DM} und alle Verlustwiderständen bestimmt werden. Aus der zweiten Messung sind zwei Frequenzen interessant. Diese Frequenzen sind $f_{B1} = 40 \text{ Hz}$, $f_{B2} = 292.2 \text{ kHz}$.

1) *Der erste Bereich:* Bei der Frequenz $f_{B1} = 40 \text{ Hz}$ sind nur die Verlustwiderstände R_{vs} und $R_{v,Cu}$ wirksam. Daraus folgt:

$$R_{vs} + R_{v,Cu} = |Z(f = f_{B1})| = 51.17 \text{ m}\Omega. \quad (4)$$

2) *Der zweite Bereich:* Bei der Frequenz $f_{B2} = 292.2 \text{ kHz}$ lässt es sich die induktive Blindwiderstand des Drahtes und der kapazitive Blindwiderstand des Kondensators wie folgt bestimmen:

$$X_{L_{v,B2}} = 2\pi f_{B2} L_v \approx 76.72 \text{ m}\Omega \quad (5)$$

$$X_{C,B2} = \frac{1}{2\pi f_{B2} C} \approx 5.45 \text{ }\Omega \quad (6)$$

Die Resonanz kann auftreten, wenn die gesamte Admittanz minimal bzw. die gesamte Impedanz maximal ist. Es gilt:

$$L_{DM} = \frac{X_{C,B2}}{2\pi f_{B2}} \approx 2.97 \text{ }\mu\text{H}. \quad (7)$$

Im Vergleich mit der Reaktanz der Gegentakspule sind die Eisenverluste R_{Fe} und Widerstand R relativ groß und lassen sich vernachlässigen. Damit lässt sich die gesamte Admittanz approximieren:

$$Y_{B2} = \left| \frac{1}{R_{vp} - jX_{C,B2}} + \frac{1}{R_{v,Cu} + jX_{L_{DM,B2}}} \right| \approx \frac{R_{vp} + R_{v,Cu}}{X_{C,B2}^2}. \quad (8)$$

Daraus folgt:

$$R_{vp} + R_{v,Cu} \approx Y_{B2} \cdot X_{C,B2}^2 = 208.88 \text{ m}\Omega. \quad (9)$$

Aus der Gleichungen (3), (4) und (9) lassen sich die Werte der Verlustwiderständen wie folgt berechnen:

$$R_{vs} = -48.13 \text{ m}\Omega, R_{vp} = 109.58 \text{ m}\Omega, R_{v,Cu} = 99.3 \text{ m}\Omega,$$

wobei Wert für $R_{vs} < 0$ nicht möglich ist. Die beste alternative Möglichkeit lautet:

$$R_{vs} = 0 \text{ m}\Omega, R_{vp} = 61.45 \text{ m}\Omega, R_{v,Cu} = 51.17 \text{ m}\Omega.$$

C. Messung der Gegentakimpedanz auf der Lastseite mit netzseitigem Leerlauf

Aus der dritten Messung ist erkennbar, dass die Impedanz bei sehr hohen Frequenzen (etwa GHz-Bereich) gedämpft ist. Die Werte des Eisenverlustwiderstandes R_{Fe} und die Kapazität C_v , C_p sollten untersucht werden.

Bei der Frequenz $f_C = 0.1 \text{ GHz}$ lässt sich die Reaktanz des Kondensators C wie folgt bestimmen:

$$X_{C,C} = \frac{1}{2\pi f_C \cdot C} \approx 15.92 \text{ m}\Omega. \quad (10)$$

Der Betrag der gesamten Impedanz ist sehr groß im Vergleich zu dem Betrag der Verlustwiderstände und Reaktanz des Kondensators C . Für eine Vereinfachung gehen $R_{v,Cu}, R_{v2}, X_C \rightarrow 0$ und $R \rightarrow \infty$. Außerdem durch C_v und C_p mit $C_{ges} = C_v + C_p$ ersetzt. Die gesamte Admittanz $\underline{Y}(f = 0.1 \text{ GHz})$ lässt sich dadurch berechnen zu:

$$\underline{Y} = G_{Fe} + \underline{Y}_{C_{ges}} + \underline{Y}_{L_{DM}}, \quad (11)$$

wobei G_{Fe} ist der Kehrwert der Eisenverlustwiderstand R_{Fe} , $\underline{Y}_{C_{ges}}$ ist der Admittanz des Ersatzkondensators und $\underline{Y}_{L_{DM}}$ ist der Admittanz der Gegentakspule. Das Zeigebild des Stromkreises wird in der Abbildung 3 gezeichnet:

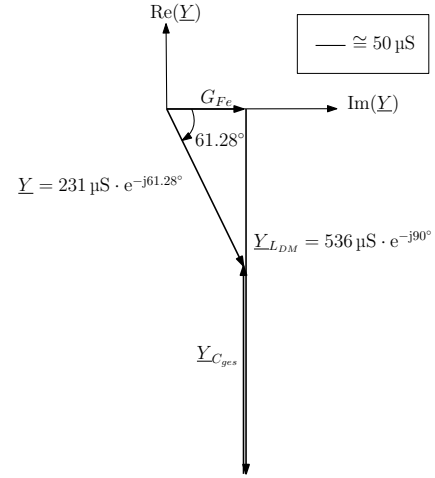


Abb. 3: Das Zeigebild des Modells bei der Frequenz $f_C = 0.1 \text{ GHz}$.

Die Werte der gesuchten Größe werden aus dem Zeigebild wie folgt ermittelt:

$$R_{Fe} = \frac{1}{G_{Fe}} \approx 9 \text{ k}\Omega, \quad (12)$$

$$C_{ges} = \frac{Y_{C_{ges}}}{2\pi f_C} \approx 0.53 \text{ pF}. \quad (13)$$

D. Messung der Gleichtakimpedanz zwischen Netz- und Lastseite:

In der letzten Messung wird die Gleichtakimpedanz gemessen. Zunächst sei angenommen, dass der Netzfilter eine quasi-symmetrische Eigenschaft hat. Das bedeutet, manche Bauteile können in zwei völlig identische Anteile getrennt und alle Querbauteile vernachlässigt werden. Die Kupferverlustwiderständen und die Verlustinduktivität des Drahtes sind vernachlässigbar, weil sie sehr klein im Vergleich mit der gesamten Impedanz sind. Zur die Vereinfachung wird folgendes Ersatzschaltbild eingesetzt (siehe Abbildung 4).

Somit lässt es sich die Gleichtaktadmittanz berechnen zu:

$$\underline{Y}_{CM} = G_{Fe,ers} + j\omega C_{v,ers} + (j\omega L_{CM,ers})^{-1}. \quad (14)$$

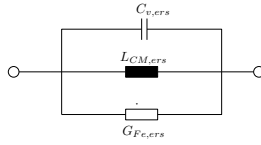


Abb. 4: Ersatzschaltbild des Gleichtaktmodells, wobei $C_{v,ers} = C_{v,1} + C_{v,2}$, $L_{CM,ers}^{-1} = L_{CM,1}^{-1} + L_{CM,2}^{-1}$, $G_{ers} = R_{Fe,1}^{-1} + R_{Fe,2}^{-1}$.

Aus der fünften Messung wird festgestellt, dass bei der Frequenz $f_{E2} = 8.523$ MHz die Gleichtaktadmittanz kein Blindanteil hat. Dann gilt:

$$G_{Fe,ers} = |\underline{Z}_{CM}(f_{E2})^{-1}| \approx 1.43 \text{ mS}, \quad (15)$$

$$C_{v,ers} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{E2})^2 L_{CM,ers}}. \quad (16)$$

Bei der Frequenz $f_{E1} = 266.3$ kHz dominiert der Blindanteil der Gleichtaktspule. Daraus folgt:

$$L_{CM,ers} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{E1} \cdot G_{Fe,ers}} \approx 417.93 \mu\text{H}. \quad (17)$$

Aus (16) und (17) kann $C_{v,ers} \approx 0.83$ pF bestimmt werden. Im folgenden wird jedes einzelne Bauteil festgestellt.

1) Feststellung der einzelnen Eisenverlustwiderstände:

Die einzelnen Eisenverlustwiderstände werden wie folgt berechnet:

$$R_{Fe,1} + R_{Fe,2} = R_{Fe} = 9 \text{ k}\Omega, \quad (18)$$

$$(R_{Fe,1})^{-1} + (R_{Fe,2})^{-1} = G_{Fe,ers} = 1.43 \text{ mS}. \quad (19)$$

Die Gleichungen (18) und (19) können einfach gelöst werden. Man erhält $R_{Fe,1} \approx 8235 \Omega$, $R_{Fe,2} \approx 765 \Omega$. Es scheint, dass der Eisenkern unsymmetrisch angeordnet ist.

2) Feststellung der einzelnen Induktivität der Spule und der magnetische Kopplungskoeffizient k : Die beiden Spulen wurden gleichartig gewickelt (9 Wicklungen). Daher sind die Induktivitäten L_1 und L_2 gleich ($L_1 = L_2 = L$). Es gilt:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = kL \quad (20)$$

$$L_{DM} = 2L(1 - k) \stackrel{!}{=} 2.97 \mu\text{H}, \quad (21)$$

$$L_{CM,ers} = \frac{L}{2}(1 + k) \stackrel{!}{=} 417.93 \mu\text{H}. \quad (22)$$

Die Gleichungen (21) und (22) können einfach gelöst werden. Man erhält $L_1 = L_2 = L \approx 418.67 \mu\text{H}$ und $k \approx 0.9965$.

3) Feststellung der einzelnen Verlustkapazität der Spule:

Die beide Spule wurden symmetrisch eingesetzt. Daher sind die Verlustkapazität $C_{v,1}$ und $C_{v,2}$ gleich. Es ergibt sich:

$$C_{v,1} = C_{v,2} = \frac{C_{v,ers}}{2} \approx 0.42 \text{ pF}, \quad (23)$$

$$C_v = (C_{v1}^{-1} + C_{v2}^{-1})^{-1} = 0.21 \text{ pF}. \quad (24)$$

Außerdem gilt $C_v + C_p = C_{ges}$, daraus folgt:

$$C_p = C_{ges} - C_v = 0.32 \text{ pF}. \quad (25)$$

III. RESULTATE

Das gesamte Ersatzschaltbild mit allen Bauelementen und Werten wird in der Abbildung 5 dargestellt.

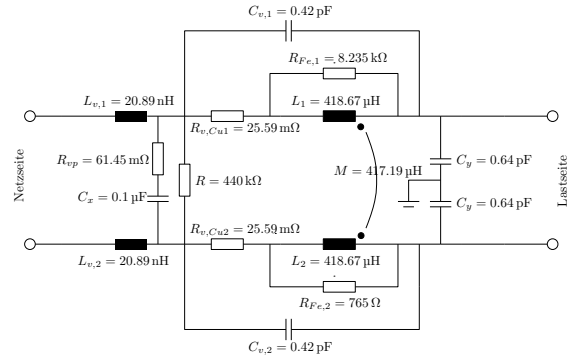


Abb. 5: Das vollständige Modell.

Das oben beschriebene Simulationsmodell wird mit LTspice simuliert. Die Impedanzverläufe werden in der Abbildung 6 dargestellt.

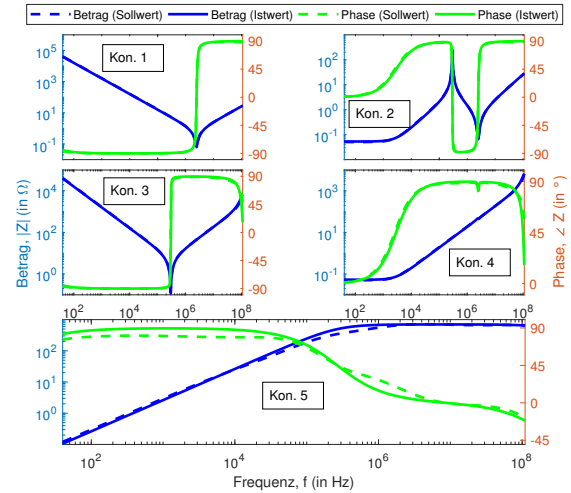


Abb. 6: Das Vergleich zwischen Impedanzverläufe vom Simulationsmodell (durchgezogene Linie) und gemessene Impedanzverläufe vom echten Gerät (gestrichelte Linie) für verschiedene Konfigurationen.

Die Impedanzverläufe des Modelles von den ersten 4 Abbildungen stimmen mit der Impedanzverläufe vom realen Netzfilter quantitativ und qualitativ überein. In der letzten Abbildung sind die Beträge der beiden Impedanzverläufe sehr ähnlich, aber es gibt noch Abweichungen zwischen den Phasenverläufen. Für die allgemeine Anwendung im Stromnetz ist das Modell für ein Netzfilter eines Haushaltsgeräts zuverlässig und anwendbar.

REFERENCES

[1] H. Garbe. *Skript zur Vorlesung Elektromagnetische Verträglichkeit*. 2017
 [2] Student Contests 2017, gesponsert durch das deutsche Chapter der IEEE EMC Society. Link: <http://sites.ieee.org/germany-emc/research/student-contests/>