

1 Theoretische Grundlagen

1.1 EMI Filter

Nahezu jedes elektrische Gerät besitzt ein Schaltnetzteil, um die Netzspannung auf die benötigte Spannung zu regeln. Betrachtet man die Eingangsspannung ohne Netzfilter, wird man auf dem ganzen Frequenzspektrum, d.h. von Netzfrequenz bis zu mehreren MHz Störungen feststellen. Die Aufgabe vom EMI (elektromagnetische Interferenzen) Filter ist es, diese Störungen zu filtern, so dass keine anderen Geräte gestört werden. Damit dieses eingesetzt werden darf, muss jedes Schaltnetzteil sich an bestimmte Normen im Bereich EMV halten.

Ein EMI Filter für einphasige Geräte besteht nur aus wenigen Bauteilen. Zwei X-Kondensatoren, zwei Y-Kondensatoren, einer Drossel mit zwei Windungen, welche um einen Ferit Ring gewickelt sind und einem Widerstand. Diese Schaltung kann sehr kompakt verbaut werden, was in folgendem Filter (Abbildung 1) von Schaffner sichtbar wird.

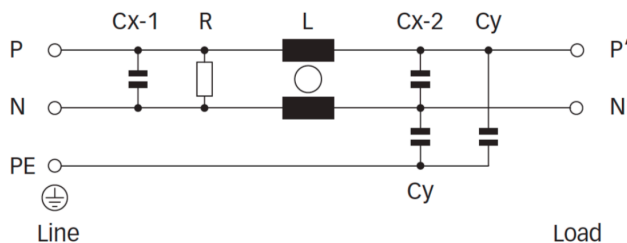


Abbildung 1: Schaltung des FN 2020 Filters (Schaffner), sowie der Filter selbst

Die stromkompensierte Drossel (L) ist in der Lage, Gleichtaktstörungen (CM) zu filtern. Diese Störungen treten gleichzeitig auf beiden Leitungen auf.

Die Y-Kondensatoren, welche gegen Erde geschaltet sind, sind ebenfalls dazu da, um CM-Störungen zu filtern. Diese müssen jedoch eine sehr hohe Überspannungsfestigkeit besitzen, um beispielsweise bei einem Blitzschlag keinen Kurzschluss im Gehäuse zu verursachen.

Störungen zwischen den Zuleitungen, so genannte Gegentaktstörungen (DM), werden mithilfe der X-Kondensatoren gedämpft.

Der Widerstand, welcher parallel zu CX-1 liegt, wird aus Sicherheitsgründen benötigt. Dieser ist typischer Weise 1 MΩ gross. Er entlädt den CX-1 Kondensator, nachdem das Filter vom Netz getrennt wird. [1]

1.2 Störungsarten

Die existierenden EMV Normen gelten für das Gesamtrauschen. Doch in der Praxis wird einfachheitshalber die Gesamtstörung in Gleichtaktstörungen, Common Mode (CM) und Gegentaktstörungen, Differential Mode (DM) gesprochen.

Gleichtaktstörungen wirken auf beide Leitungen gleichermassen ein. Die Störspannungen besitzen in beiden Leitungen die gleiche Amplitude, sowie Phasenlage. CM Störungen entstehen oft durch kapazitive Kopplung, wie in Abbildung 2: Stromzirkulation der Störungen im DM- und CM-Mode sichtbar ist. Diese entstehen aufgrund von verschiedenen Potentialen entlang des Übertragungsweges. Damit das Signal wirklich gestört wird, ist ein langer

Stromweg nötig. Dies ist oft der Fall bei gemeinsamen Bezugssignalen, zum Beispiel einer gemeinsamen Masse oder Erde.

Die Gegentakstörungen fließen in die genau gleiche Richtung, wie die Nutzsignale. Das heisst sie Überlagern das eigentliche Signal. Die Ursache bei diesen Störungen kann eine induktive Kopplung sein. Dabei beeinflussen benachbarte Wechselstrom Signale aufgrund ihres Magnetfeldes die Nutzleiter. Der Leiter erzeugt mit seinem Magnetfeld in der gestörten Schaltung eine Spannung, welche sich als zusätzliche Quellspannung verhält. Diese ist eine Ursache für das Gegentaktrauschen. In der Abbildung 2 sind die Störungen innerhalb einer Schaltung dargestellt.

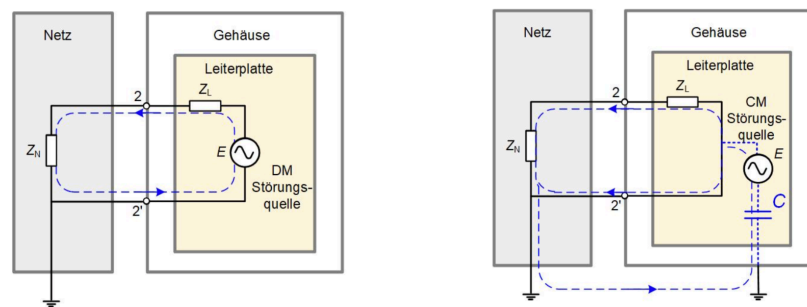


Abbildung 2: Stromzirkulation der Störungen im DM- und CM-Mode

1.3 Definition Einfügedämpfung «Insertion loss»

Die Leistung eines EMI Filters wird mit den Einfügedämpfung in Abhängigkeit der Frequenz bestimmt. Diese Funktion lautet:

$$|H(j\omega)| = 20 \log \frac{|U_{20}|}{|U_2|}$$

U_{20} : Lastspannung gemessen ohne Filter mit einer Last von 50Ω

U_2 : Lastspannung gemessen mit EMI Filter

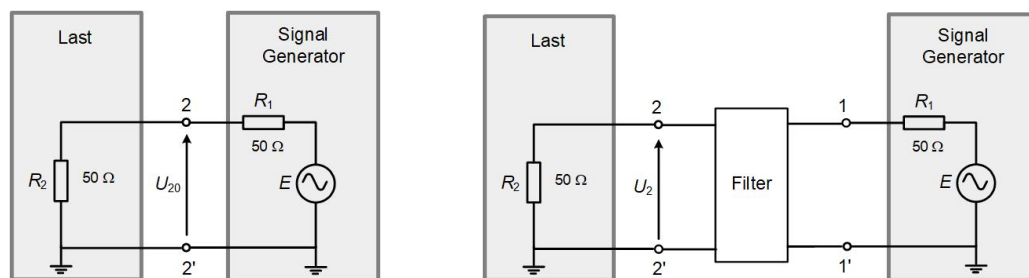


Abbildung 3: Lastspannung ohne Filter und Lastspannung mit EMI Filter

1.4 Parasitäre Parameter

In der Realität verhalten sich die Bauteile eines EMI-Filters leider nicht genau so, wie wir es idealerweise annehmen. Jedes Bauteil hat aufgrund der physikalischen Gegebenheiten eine Ersatzschaltung mit den parasitären Parametern. Diese Ersatzschaltungen sehen wie folgt aus: (Abbildung 4)

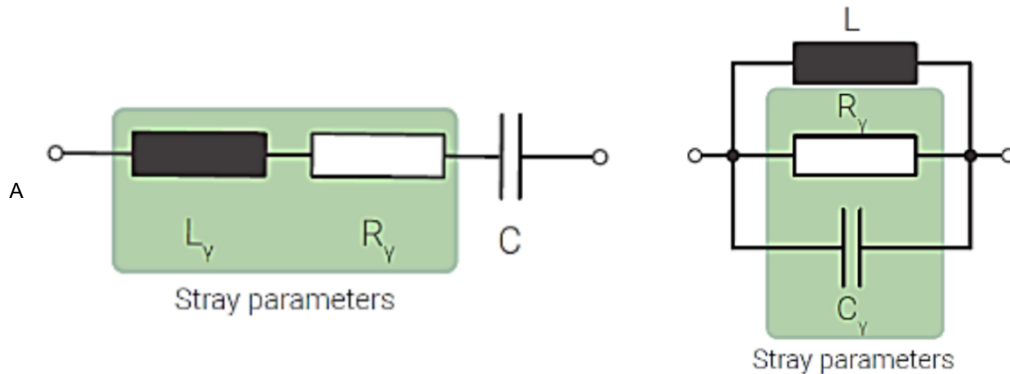


Abbildung 4: Ersatzschaltung für einen realen Kondensator - eine reale Spule

Betrachtet man diese Ersatzschaltbilder, sieht man eigentlich einen Serie- und Parallelschwingkreis. Weit unterhalb der Resonanzfrequenz haben die parasitären Parameter jedoch keinen grossen Einfluss. Im Resonanzfall haben wir aber einen Serie- oder Parallelschwingkreis. Danach wirkt die Spule nicht mehr als Induktivität und der Kondensator nicht mehr als Kapazität. Die Resonanzfrequenzen liegen dabei meist bei mehreren MHz. Doch bei unserer Anwendung wollen wir auch über diesem Frequenzbereich unsere Schaltung berechnen. Der Widerstand hat auch ein Ersatzschema, dieses wurde aber in dieser Schaltung nicht berücksichtigt, da dieses keinen grossen Einfluss auf die Gesamtschaltung hat.

Deshalb hat man für das Grundscheema des Filters in Abbildung 5, die parasitären Parameter gemäss folgenden Ersatzschemas in Abbildung 6 für die CM-Schaltung. Interessant dabei ist der $1\text{M}\Omega$ Widerstand, welcher parallel zu C_{X2} liegt. Dieser wird aus Sicherheitsgründen benötigt, um den C_{X2} Kondensator zu entladen. In der Funktion des Filters hat er jedoch keinen Einfluss, weshalb er nicht in unsere Simulationen und Berechnungen einfliesst.

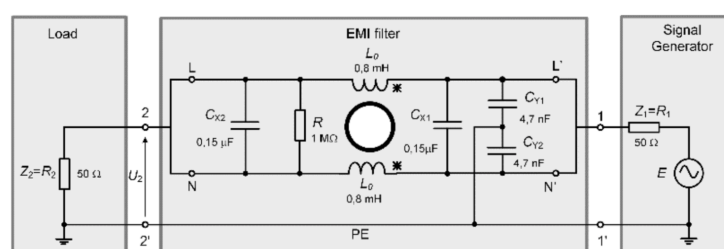


Abbildung 5: CM-Ersatzschaltung ohne parasitäre Parameter

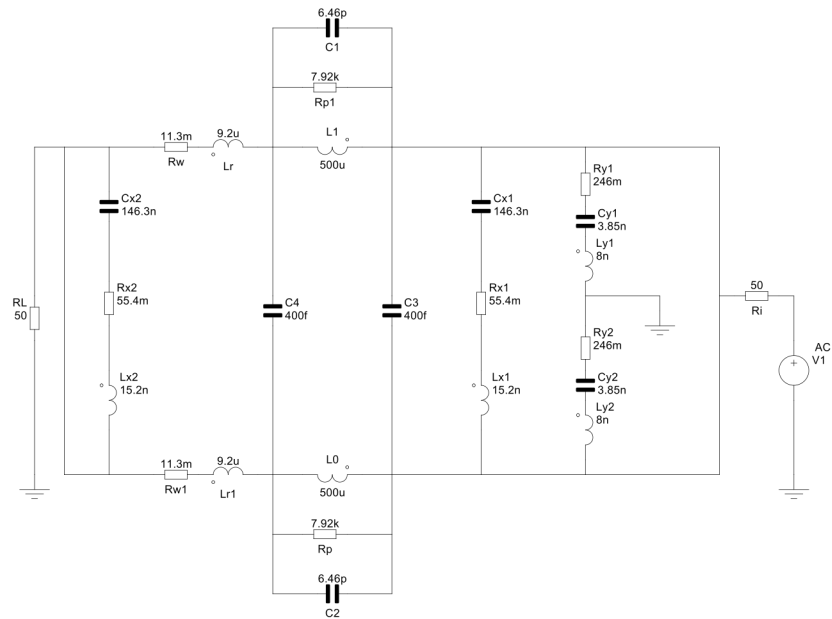


Abbildung 6: CM-Ersatzschaltung mit parasitären Parametern

Für die DM-Ersatzschaltung in Abbildung 7 hat man ebenfalls mit parasitären Parametern ergänzt. Der 1M Ω Widerstand fällt genau wie bei der CM-Schaltung weg. Diese Schaltung ist in der Abbildung 8: DM-Ersatzschaltung mit parasitären Parametern ersichtlich.

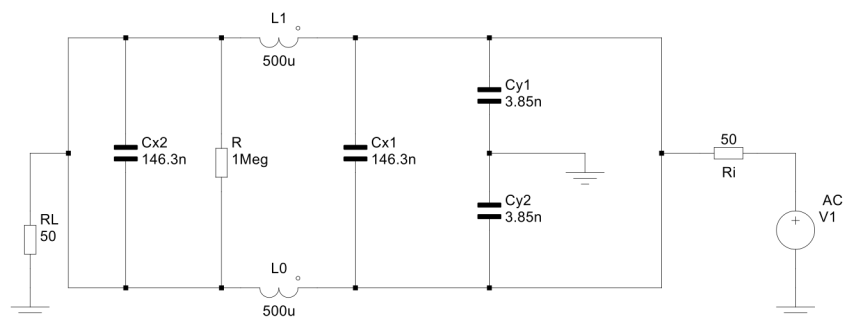


Abbildung 7: DM-Ersatzschaltung ohne parasitäre Parameter

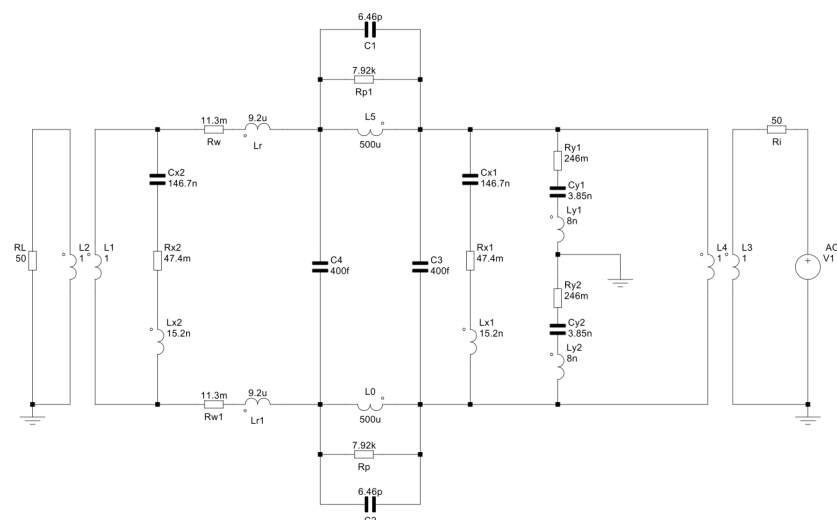


Abbildung 8: DM-Ersatzschaltung mit parasitären Parametern

2 Elektrotechnik

Für die Berechnungen sind die Schaltungen mit den parasitären Elementen von Interesse, welche bereits in den theoretischen Grundlagen der Grundsaltung ergänzt wurden. Danach wurden die beiden Schaltungen gemäss den Regeln der Elektrotechnik vereinfacht, so dass Zweitore gebildet werden können. Daraus berechnen sich die S-Parameter. Mit diesen kann schlussendlich die Einfügedämpfung berechnet werden. Nachfolgend werden alle Schritte erklärt.

2.1 Vereinfachung der CM-Schaltung

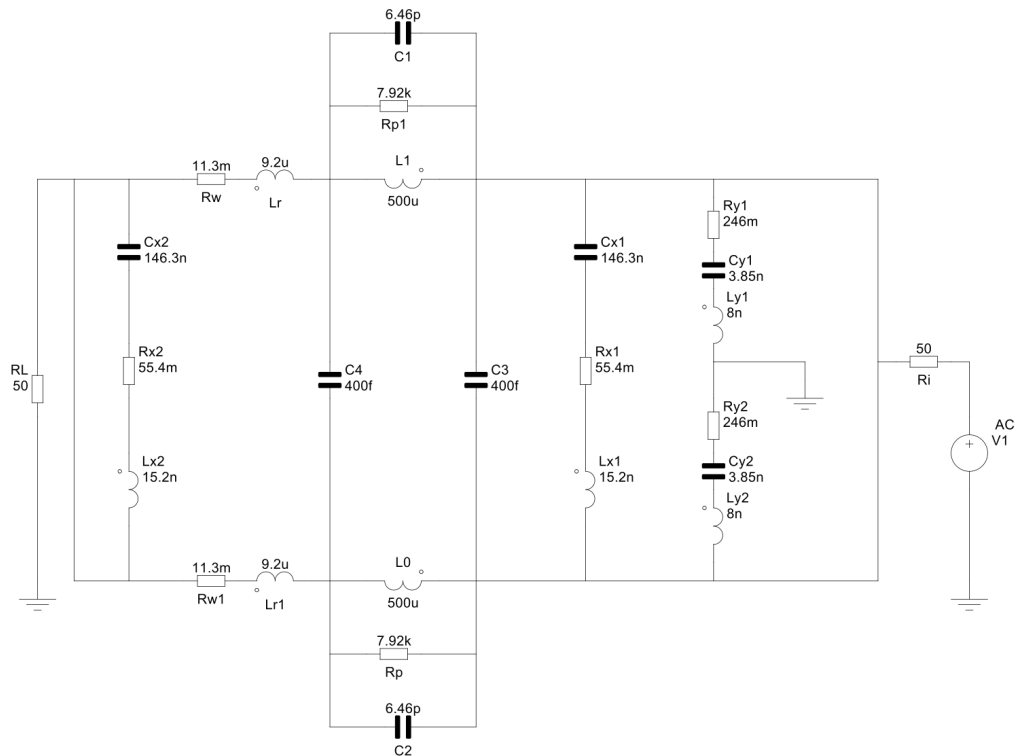


Abbildung 9: CM Grundsaltung

Für die Vereinfachung der Schaltung gehen wir von der Grundsaltung in Abbildung 9 aus. Die CM-Störungen auch symmetrische Störungen genannt, fließen in beiden Leitern in die gleiche Richtung. Das heisst die beiden Leiter liegen auf demselben Potential, somit haben die Bauteile zwischen den beiden Leitern (CX1, CX2, RX1, RX2, LX1, LX2, C4, C3) keinen Einfluss. Nun können die beiden Leiter zusammengefasst werden, da beide gegenüber Masse symmetrisch sind. Das Zusammenfassen der beiden Leiter entspricht einer Parallelschaltung der beiden Leiter. Deshalb ergeben sich folgende Faktoren für die vereinfachte Schaltung: Der parasitäre Widerstand R_w und die parasitäre Spule L_r halbieren ihre Werte, genau wie der Widerstand R_{p1} . Durch die Parallelschaltung der Kondensatoren C_1 und C_2 addieren sich bekanntlich die beiden Kapazitäten zu einer Gesamtkapazität $C_1 + C_2$. Die beiden Spulen L_0 und L_1 sind auf einem Ferritkern aufgewickelt. Da beide Spulen den gleichen Wicklungssinn besitzen, verdoppelt sich die Induktivität L_0 . Durch das Zusammenfassen der beiden Spulen halbiert sich ihr Wert wieder, woraus der ursprüngliche Wert der Spule resultiert. Die beiden Kondensatoren CY_1 und CY_2 mit ihren parasitären Elementen bleiben unbeeinflusst, da sie bereits gegen Masse geschaltet sind. Nach diesen Vereinfachungen ergibt sich die Schaltung in Abbildung 9.

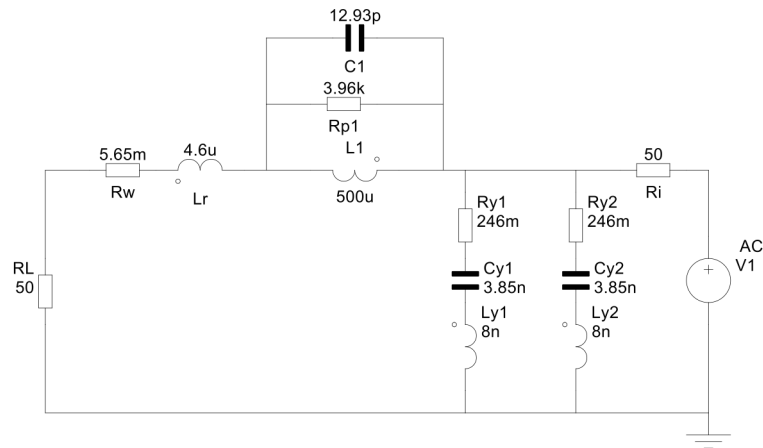


Abbildung 10: Vereinfachte CM Schaltung

Die Validierung der Umformungen wurde mit zwei Simulationen in «MPLAB» bewerkstelligt. Im folgenden Diagramm (Abbildung 11) liegen die beiden Ergebnisse der Simulationen übereinander. Darin ist sichtbar, dass die Vereinfachung zum selben Ergebnis führt wie die Grundsaltung. Die beiden Schaltungen dazu sind im Anhang hinterlegt.

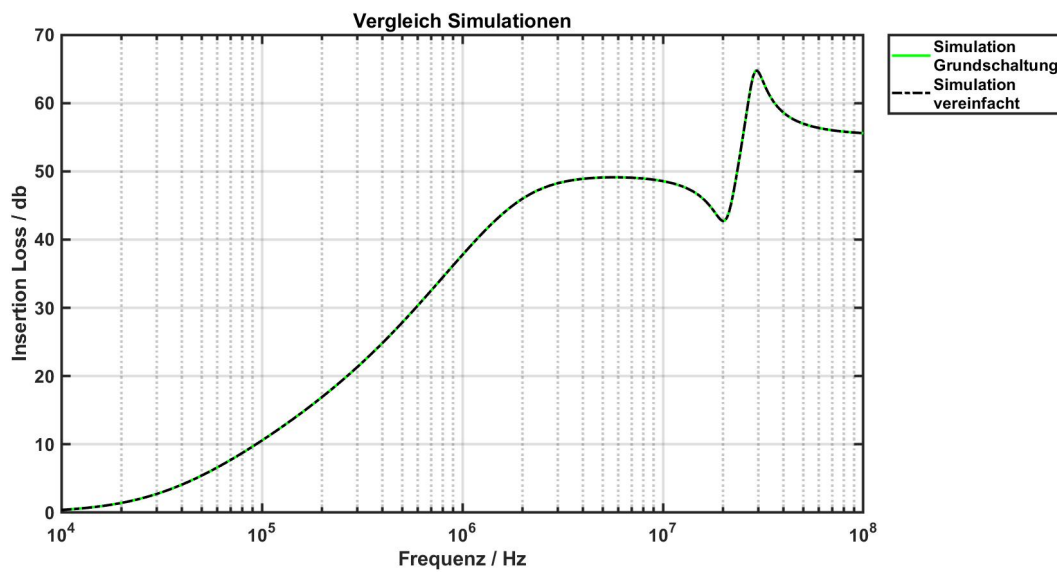


Abbildung 11: Vergleich Grundsaltung / Vereinfachte Schaltung

2.2 Vereinfachung der DM-Schaltung

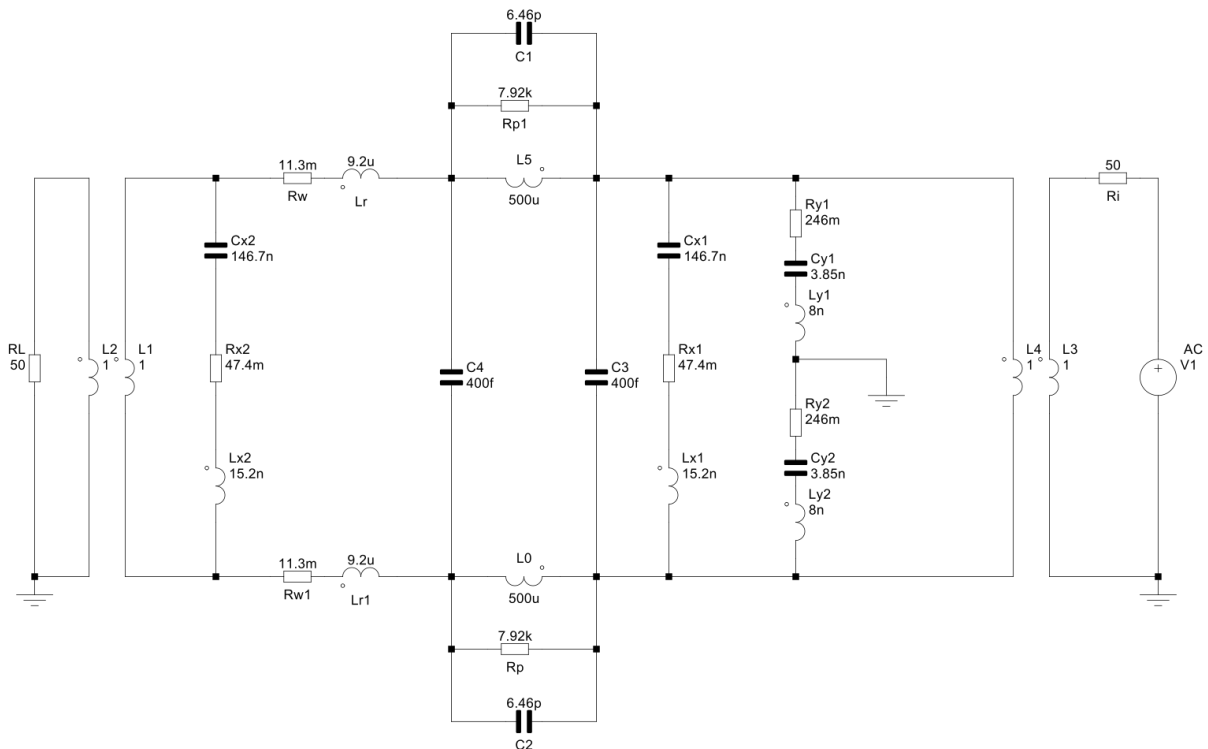


Abbildung 12: Grundsaltung DM

Die Grundsaltung der DM Schaltung ist in der Abbildung 12 sichtbar. Die DM-Störungen, auch asymmetrische Störungen genannt, fließen in einem Leiter hin und im anderen Leiter wieder zurück. Daher lassen sich die Bauelemente nicht so leicht vernachlässigen wie in der CM Schaltung. Der Ringkern mit den beiden Spulen L0 und L5 gekoppelt sind, hat in der DM-Schaltung keinen Einfluss, da sich die beiden Induktivitäten aufgrund des entgegengesetzten Feldes aufheben. Dadurch heben sich auch die parasitären Elemente (C1, C2, Rp, Rp1) auf. Es bleiben nur noch die parasitären Parameter Rw und Lr der Spulen übrig. Damit wir wie auch schon in der CM Schaltung die beiden Leiter zusammenfassen können, müssen wir die Bauteile zwischen den beiden Leitern verdoppeln. Dafür werden die Widerstände und Spulen halbiert und die Kondensatoren verdoppelt. Dies betrifft auch den Innen- und den Lastwiderstand. Dabei wird die Funktion der Schaltung nicht verändert. Die 1:1 Transformatoren werden dabei vernachlässigt, da diese als ideal angenommen werden und im Filter nicht als Bauteil vorkommen. Die Kondensatoren C3 und C4 werden weggelassen, da sie einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Schaltung haben. Dies wurde vom Auftraggeber akzeptiert. In Abbildung 13 sieht man die angepasste Schaltung.

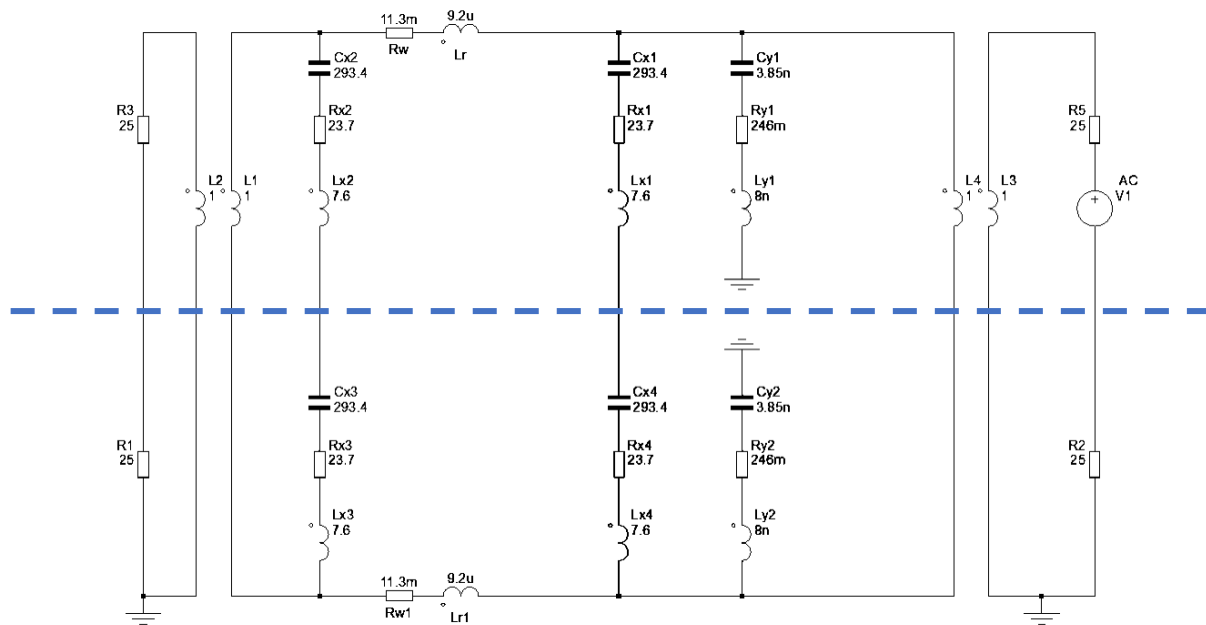


Abbildung 13: DM Schaltung angepasst

Bei der blau eingezeichneten Achse wurde die Schaltung aufgetrennt und gegen Masse gelegt (Abbildung 13). Dies ist möglich, da die gleichen Störungen in Hin- und Rückleiter fließen und man diese halbieren kann. Die parasitären Bauteile der Spule (L_r und R_w) werden zusammengefasst, das heisst sie werden beide halbiert. Einer der beiden Y-Kondensatoren fällt weg. Dabei spielt es keine Rolle welcher, da die beiden immer gleichgross sind. Deshalb muss man annehmen, dass die parasitären Werte davon gleichgross sind. In der Software kann man deshalb auch nur einen Y-Kondensatorwert verstellen. Die vereinfachte Schaltung, welche zur Berechnung verwendet wurde, ist in Abbildung 14 sichtbar.

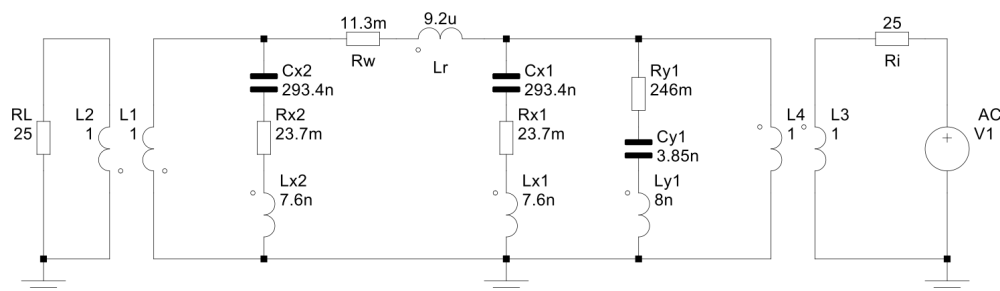


Abbildung 14: Vereinfachte DM Schaltung

Die Validierung der Umformungen wurde mit zwei Simulationen in «MPLAB» bewerkstelligt. Im folgenden Diagramm (Abbildung 15) liegen die beiden Ergebnisse der Simulationen übereinander. Darin ist sichtbar, dass die Vereinfachung zum selben Ergebnis führt wie die Grundschtung. Die beiden Schaltungen dazu sind im Anhang hinterlegt.

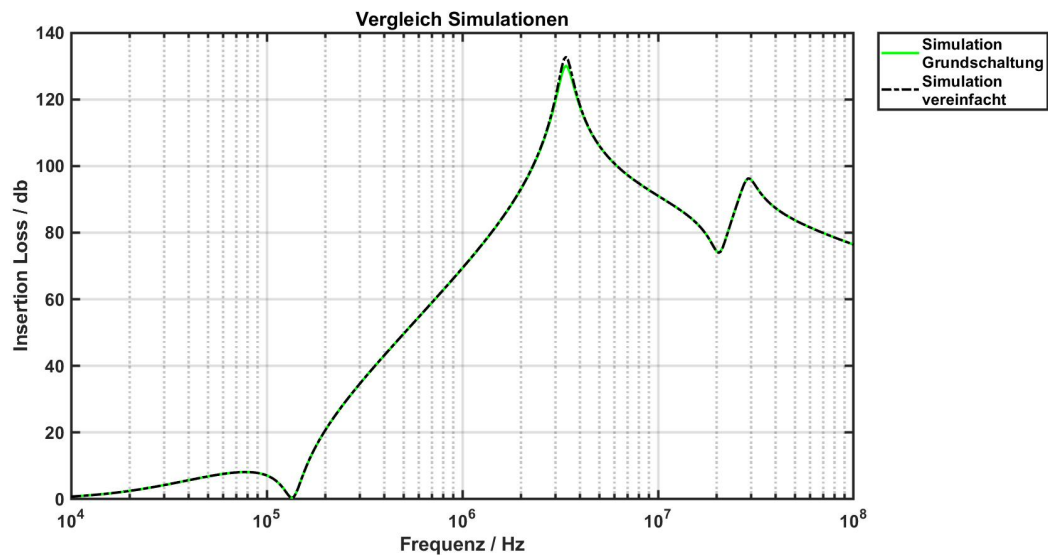


Abbildung 15: Vergleich Simulationen

2.3 Vorgehensweise Berechnung Einfügungsverluste

Wir befassen uns einfachheitshalber mit der CM Schaltung, um das Prinzip der Berechnungen zu erklären. Bei der DM Schaltung wird wiederum genau die gleiche Vorgehensweise angewendet. Jedoch werden die Zweitore anders aufgeteilt. In Abbildung 16 wurde die CM Schaltung in Zweitore unterteilt und beschriftet.

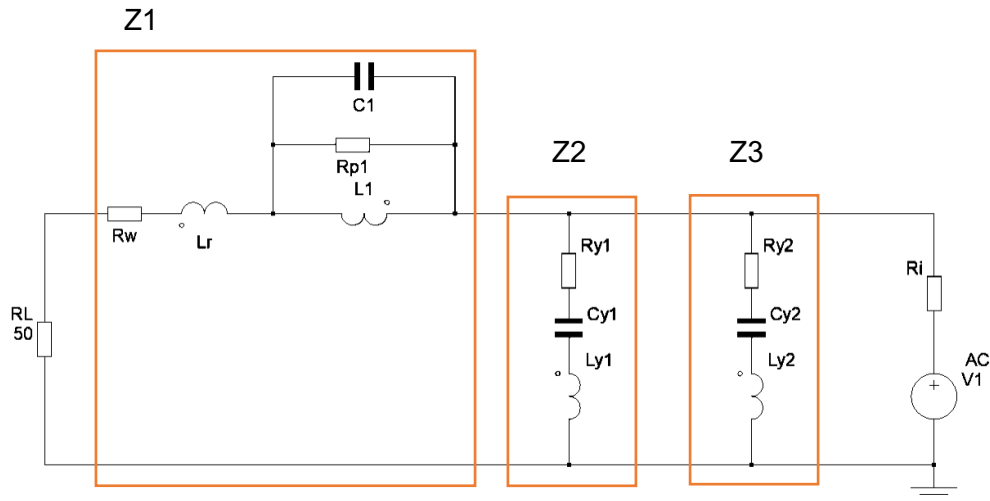


Abbildung 16: Schaltung CM mit Einteilung in Zweitore

Zuerst wird die Gesamtimpedanz (Z_1), sowie (Z_2) und (Z_3) bestimmt.

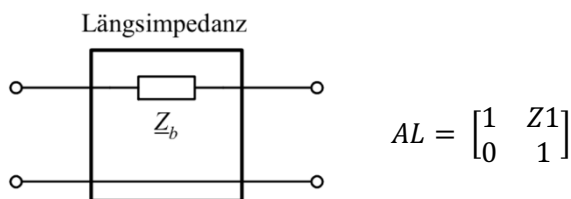
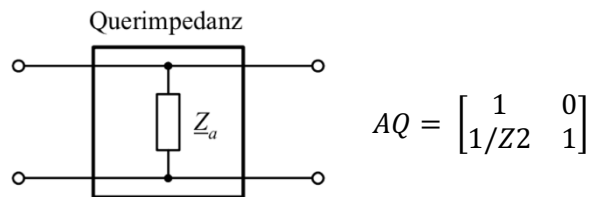
$$Z_1 = 0.5R_W + 0.5L_R j\omega + \left(\frac{1}{\frac{1}{0.5R_P + L_0 j\omega + \frac{1}{(C_1 + C_2)j\omega}}} \right)$$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{\left(R_{Y1} + L_{Y1} j\omega + \frac{1}{C_{Y1} j\omega} \right)}}$$

$$Z_3 = \frac{1}{\frac{1}{\left(R_{Y2} + L_{Y2} j\omega + \frac{1}{C_{Y2} j\omega} \right)}}$$

Wobei $\omega = 2\pi f$ ist und später die Impedanzen für ein Frequenzspektrum von 50Hz bis 30MHz berechnet werden.

Nachdem die Impedanzen in Zweitore zusammengefasst wurden, kann man diese in Kettenmatrizen umwandeln. Dies funktioniert für die unterschiedlichen Zweitore folgendermassen:



Wir berechnen nun die Kettenmatrix (A1) für die Längsimpedanz (Z1) sowie (A2) für die Querimpedanz (Z2) und (A3) für (Z3).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_2 & 1 \end{bmatrix}$$

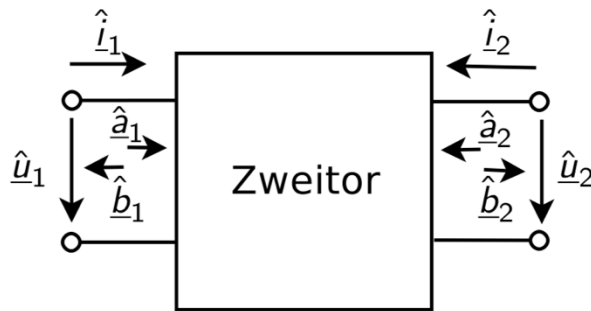
$$A_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_3 & 1 \end{bmatrix}$$

Für den S21-Parameter benötigen wir die Gesamtmatrix, diese berechnet man mit Hilfe der Kettenschaltung, in dem man die drei Matrizen miteinander multipliziert. Dabei ist es wichtig, dass zuerst A1 mit A2 multipliziert wird und danach mit A3. [2]

$$A = A_1 A_2 A_3 = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_2 & 1 \end{bmatrix}$$

2.4 S-Parameter

Sobald man die Kettenmatrix für ein Zwei-Tor berechnet hat, lassen sich daraus die S-Parameter berechnen. Deshalb ist es der einfachste Weg, die Einfügungsverluste mit Hilfe dieser Parameter zu bestimmen. Im folgenden Zweitor sind die Wellengrößen zur Berechnung der S-Parameter angegeben.



Wobei \hat{a}_1 und \hat{a}_2 die Amplituden der einflussenden Wellen sind.

Die Größen \hat{b}_1 und \hat{b}_2 sind hingegen die Amplituden der reflektierten Wellen.

Abbildung 17: Zwei Tor mit Wellengrößen

Daraus lässt sich die Streumatrix S wie folgt berechnen:

$$\begin{bmatrix} \hat{b}_1 \\ \hat{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \end{bmatrix}$$

Die einzelnen Parameter haben dabei folgende Bedeutung [3]:

S_{11} : Eingangsreflexionsfaktor

S_{12} : Rückwärtstransmissionsfaktor

S_{21} : Vorwärtstransmissionsfaktor

S_{22} : Ausgangsreflexionsfaktor

Wir benötigen den Rückwärtstransmissionsfaktor. Dieser benötigt die Bezugswiderstände (R_1 und R_2), welche bei uns am Eingange, sowie am der Last 50Ω betragen. Daraus berechnen wir den Streuparameter folgendermassen:

$$S_{21} = \frac{2}{A_{11}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} + \frac{A_{12}}{\sqrt{R_1 R_2}} + A_{21}\sqrt{R_1 R_2} + A_{22}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}}$$

$A_{(\text{Zeile, Spalte})}$: Wert der Gesamtmatrix an bestimmter Position.

R_1 : Eingangswiderstand

R_2 : Lastwiderstand

Damit wird schlussendlich die Einfügungsdämpfung a in dB berechnet:

$$a_I = -20 \log |S_{21}|$$

2.5 Realisierung mit Matlab

Bevor die Berechnungen in Java implementiert wurden, sind die Einfügungsverluste in Matlab berechnet worden. Dies wurde gemäss der Vorgehensweise in 2.3 bewerkstelligt. [4] [5]

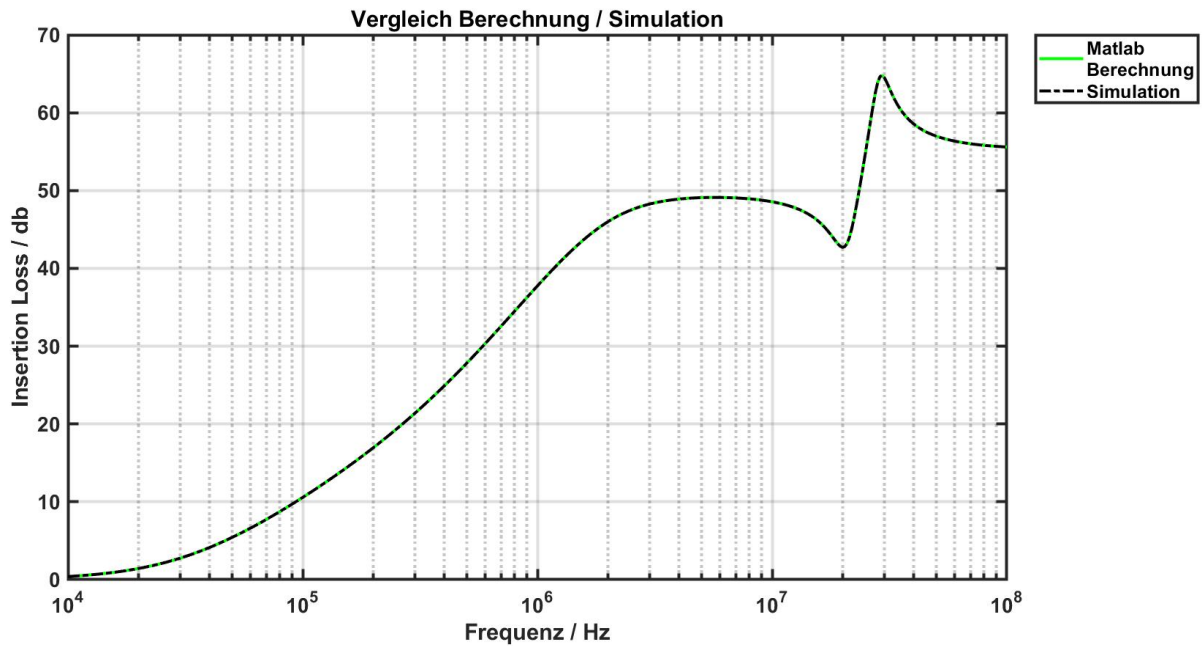


Abbildung 18: Vergleich Berechnung / Simulation

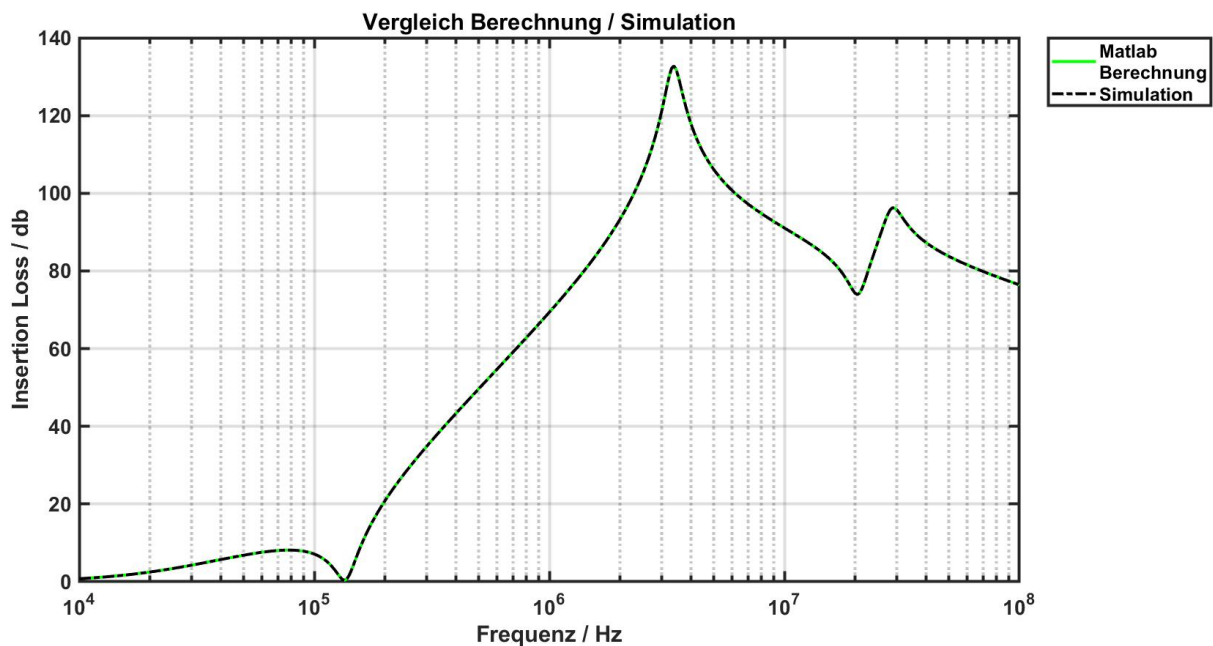


Abbildung 19: Insertion loss Kurve aus MATLAB

Der Vergleich der beiden Kurven (Abbildung 18, Abbildung 19) zeigt, dass die Berechnungen mit der Simulation übereinstimmten. Der Matlab Code für die Berechnungen ist im Anhang vorhanden.

Quellenverzeichnis

- [1] Schaffner, «Single-Stage Filters FN 2020,» Schaffner Group, Luterbach, 2018.
- [2] P. Niklaus, «Zweitore (2-Tore),» FHNW, Windisch, 2018.
- [3] A. Schaum, «Zweitore - Zusammenfassung,» Lehrstuhl für Regelungstechnik, Universität zu Kiel, 2017.
- [4] A. Maier und S. Rupp, «Hochfrequenztechnik, Teil 2 - Anwendungen,» DHBW, Stuttgart, 2016.
- [5] B. Mößlang, «EMC Filter Insertion Loss Simulation,» OMICRON Lab, Reutlingen, 2016.