

# **Analyse des Sättigungsverhaltens von Gleichtaktdrosseln unter Gegentaktbelastung und deren Einfluss auf EMV-Filter**

Achim Vedde, Martin Neuburger, Konstantin Spanos, Hans-Christian Reuss

Hochschule Esslingen  
Robert-Bosch-Straße 1  
73037 Göppingen  
Achim.Vedde@hs-esslingen.de  
Martin.Neuburger@hs-esslingen.de  
Konstantin.Spanos@de.bosch.com  
Hans-Christian.Reuss@ivk.uni-stuttgart.de

**Abstract:** In dieser Arbeit wird auf die Beeinflussung der Störungskompensation eines EMV-Filters durch Lastströme eingegangen. Speziell wird das Sättigungsverhalten der Gleichtaktdrossel durch Gegentakt-Lastströme untersucht. Der im Kern der Gleichtaktdrossel entstehende magnetische Fluss bei Gegentaktanregung wird nicht komplett aufgehoben. Der nicht kompensierte Flussanteil führt zu einer Sättigung des Kernmaterials. Dies hat einen großen Einfluss auf die Filterung von Gleichtaktstörungen. In dieser Arbeit wird die Auswirkung des Sättigungseffekts der Gleichtaktdrossel auf die Filterwirkung eines EMV-Filters messtechnisch aufgezeigt.

## **1 Einführung**

In nahezu allen elektronischen Geräten kommen Schaltnetzteile zum Einsatz. Um höhere Wirkungsgrade und kleinere Volumen zu erzielen, werden in diesen Schaltnetzteilen schnellere Schaltfrequenzen und Anstiegszeiten umgesetzt. Diese Eigenschaften führen zu stärkeren elektrischen Emissionen des Geräts. Um vorgegebene Grenzwerte einzuhalten ist ein EMV-Filter ein wesentliches Bauteil zur Reduzierung der emittierten Störungen. Um die Emissionen in den Griff zu bekommen ist es hilfreich zu wissen, ob es sich dabei um Störungen im Gleichtakt, in Englisch Common Mode (CM), oder Störungen im Gegentakt, in Englisch Differential Mode (DM), handelt. Die Ausbreitung der Störungen ist anhand der Abbildung 1 dargestellt. Bei einer DM-Störung bewegt sich die Störung im Hin- und Rückleiter eines Zweileitersystems in entgegengesetzter Richtung und ist somit eine Überlagerung des Nutzsignals. Im Gegensatz dazu werden CM-Störungen bei

hohen Frequenzen durch parasitäre Kapazitäten zur Masse erzeugt. Der entstehende Störstrom fließt über die Masse zur Störquelle zurück.

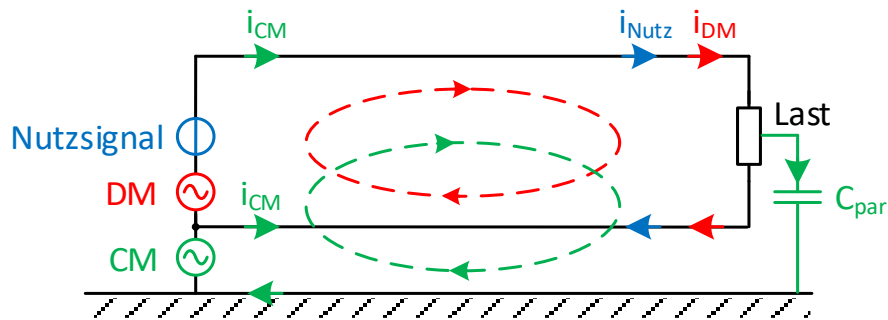


Abbildung 1: Beschreibung von Gleich- und Gegentakt.

Um die Störungen abzufangen werden üblicherweise passive EMV-Filter verwendet. Ein typisches EMV-Filter ist in Abbildung 2 dargestellt. Dieses Filter besteht aus den X-Kondensatoren  $C_X$ , den Y-Kondensatoren  $C_Y$  sowie einer Gleichtaktdrossel  $L_{CM}$ .

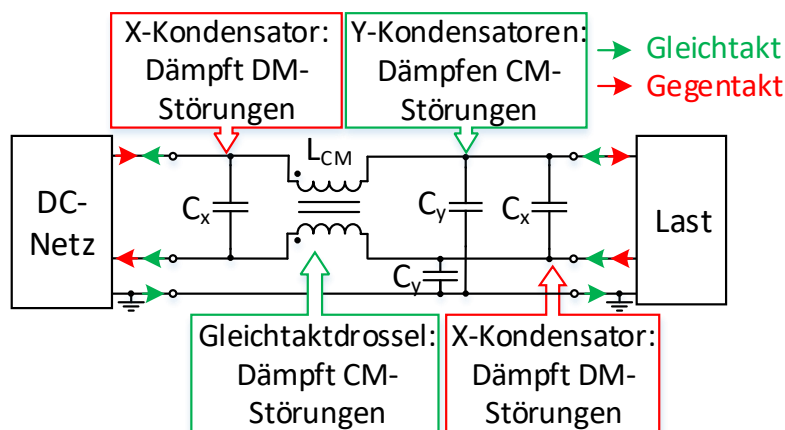


Abbildung 2: Schematische Abbildung eines EMV-Filter.

Die Gleichtaktdrossel besteht aus zwei identischen Wicklungen um einen gemeinsamen weichmagnetischen Kern. Eine solche Gleichtaktdrossel weist neben der Hauptinduktivität, die zur Kompensation von Gleichtaktstörungen genutzt wird, ebenso einen Streuanteil auf. Somit kann die Gleichtaktdrossel durch eine Hauptinduktivität und eine Streuinduktivität beschrieben werden.

Gleichtaktstörungen werden durch die Hauptinduktivität sowie den  $C_Y$ -Kondensatoren gedämpft. Der Weg über die Y-Kondensatoren schließt Störungen, die im Gleichtakt verlaufen, über die Masse mit der Störquelle kurz. Der Pfad, der die Störung zurück zur Quelle führt, sollte für eine gute Dämpfung möglichst niederimpedant sein. Die Gleichtaktdrossel bildet hingegen einen hochohmigen Pfad für Gleichtaktströme und blockt die Störungen zur Netzseite ab. Die Streuinduktivität der Drossel wird

zusammen mit dem X-Kondensatoren genutzt um Gegentakstörungen zu unterdrücken.

Bei der Auslegung eines EMV-Filters müssen neben den eigentlichen Bauteilwerten ebenso parasitäre Effekte der einzelnen Bauteile mit berücksichtigt werden. Diese haben einen großen Einfluss auf das Filterverhalten. Bei der Verwendung von Drosseln kommt meistens ein magnetisch gut leitender Kern zum Einsatz um die Induktivität zu maximieren. Die Materialien des magnetischen Kerns verhalten sich nichtlinear. Dadurch kommt es zu einer Variation des Induktivitätsparameters und somit auch zu einer Variation des Dämpfungsverhaltens des EMV-Filters. In dieser Arbeit wird auf das Resultat der nichtlinearen Eigenschaften von Gleichtaktdrossel durch Stromanregung und deren Auswirkung auf das Filterverhalten eingegangen.

## 2 Magnetische Eigenschaften

Das Kernmaterial „N30“ der verwendeten Drossel besteht aus einem Mangan-Zink-Ferrit. Dieser weichmagnetische Kern hat laut Datenblatt eine Anfangspermeabilität von 4300 [1]. Dieses Kernmaterial wird in der Praxis oft für die Kompensation von hochfrequenten leitungsgebundenen EMV-Störungen verwendet [2].

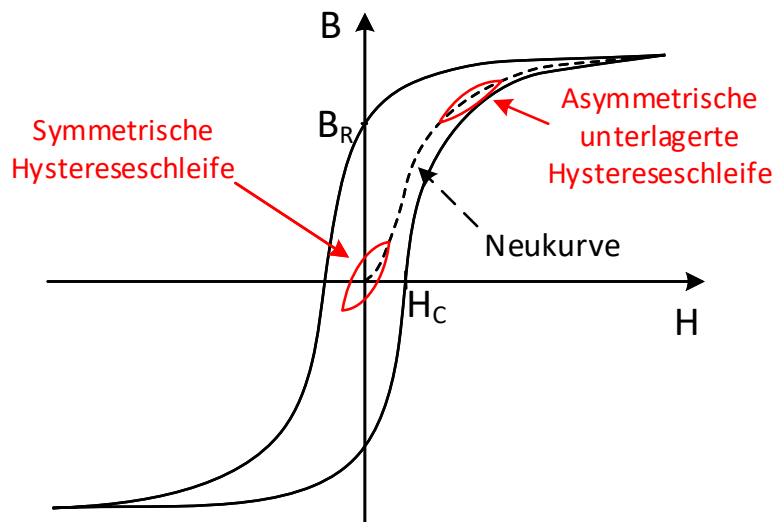


Abbildung 3: Hystereseverhalten eines ferromagnetischen Materials.

Die magnetischen Eigenschaften eines solchen Kerns werden als Zusammenhang zwischen der magnetischen Flussdichte  $B$  und der magnetischen Feldstärke  $H$  beschrieben. Die magnetische Feldstärke lässt sich aus dem durch den umliegenden Leiter fließenden Strom  $I$  multipliziert

mit der Windungszahl  $N$  geteilt durch die effektive magnetischen Länge  $l_m$  berechnen.

$$H = \frac{N \cdot I}{l_m} \quad (1)$$

Bei einer Spule im Vakuum ist die magnetische Flussdichte über die magnetische Feldkonstante  $\mu_0$  mit der magnetischen Feldstärke verknüpft.

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (2)$$

Um eine hohe Induktivität zu erzielen wird ein entsprechendes weichmagnetisches Kernmaterial verwendet. In der Abbildung 3 ist ein typischer Zusammenhang zwischen  $B$  und  $H$  eines magnetischen Kerns durch eine Hysteresekurve dargestellt. In der Abbildung ist zu erkennen, dass sich die magnetische Flussdichte bei einer Anregung durch eine magnetische Feldstärke nichtlinear verhält. Bei steigender Feldstärke flacht die Hysteresekurve ab. Dies ist ein Kennzeichen für die magnetische Sättigung. Des Weiteren ist zu erkennen, dass nach einer Magnetisierung des Kernmaterials eine magnetische Flussdichte bei  $H = 0$  verbleibt. Diese wird als Remanenz  $B_R$  bezeichnet. Um die Eigenschaften des Materials mit einzubeziehen wird neben  $\mu_0$  noch eine relative Permeabilität  $\mu_r$  definiert. Durch die magnetische Remanenz, sowie der magnetischen Sättigung, ist die Permeabilität des magnetischen Materials nicht linear, lediglich in Teilabschnitten verhält sie sich näherungsweise linear. Dabei setzt sich die Permeabilität  $\mu$  aus der Vakuumpermeabilität und der relativen Permeabilität zusammen, siehe Gleichung 3 und 4.

$$B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H \quad (3)$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (4)$$

Die relative Permeabilität wird nochmals in mehrere Definitionen aufgeteilt. Die Anfangspermeabilität  $\mu_i$  mit der oftmals die Werkstoffe verglichen werden entspricht der Steigung der Neukurve durch den Nullpunkt.

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left. \frac{dB}{dH} \right|_{\Delta H \rightarrow 0} \quad (5)$$

Wird jedoch ein Wechselfeld angelegt so ergibt sich eine Wechselfeldpermeabilität bei der eine symmetrische Hystereseschleife abgefahren wird. Anhand der Abbildung 3 ist zu erkennen, dass die magnetische Flussdichte nicht exakt einer magnetischen Feldstärke zugeordnet werden kann. Je nach Vormagnetisierung des Kernmaterials kann diese Flussdichte durch unterschiedliche Feldstärken erzielt werden. Wird der Kern mit einem Gleichstrom, der eine magnetische Feldstärke  $H_{DC}$  erzeugt,

vormagnetisiert und dabei ein Wechselfeld überlagert, so entsteht dort eine Überlagerungspermeabilität oder auch reversible Permeabilität  $\mu_{rev}$  genannt.

$$\mu_{rev} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left. \frac{\Delta B}{\Delta H} \right|_{H_{DC}, \Delta H \rightarrow 0} \quad (6)$$

Die Permeabilität ist abhängig von der Frequenz, der Amplitude, der Temperatur sowie von der Vorgeschichte der Magnetisierung des magnetischen Kerns, wie es in [4] beschrieben wird. Dies ist anhand der Messungen des verwendeten Kernmaterials N30 in Abbildung 4 verdeutlicht.

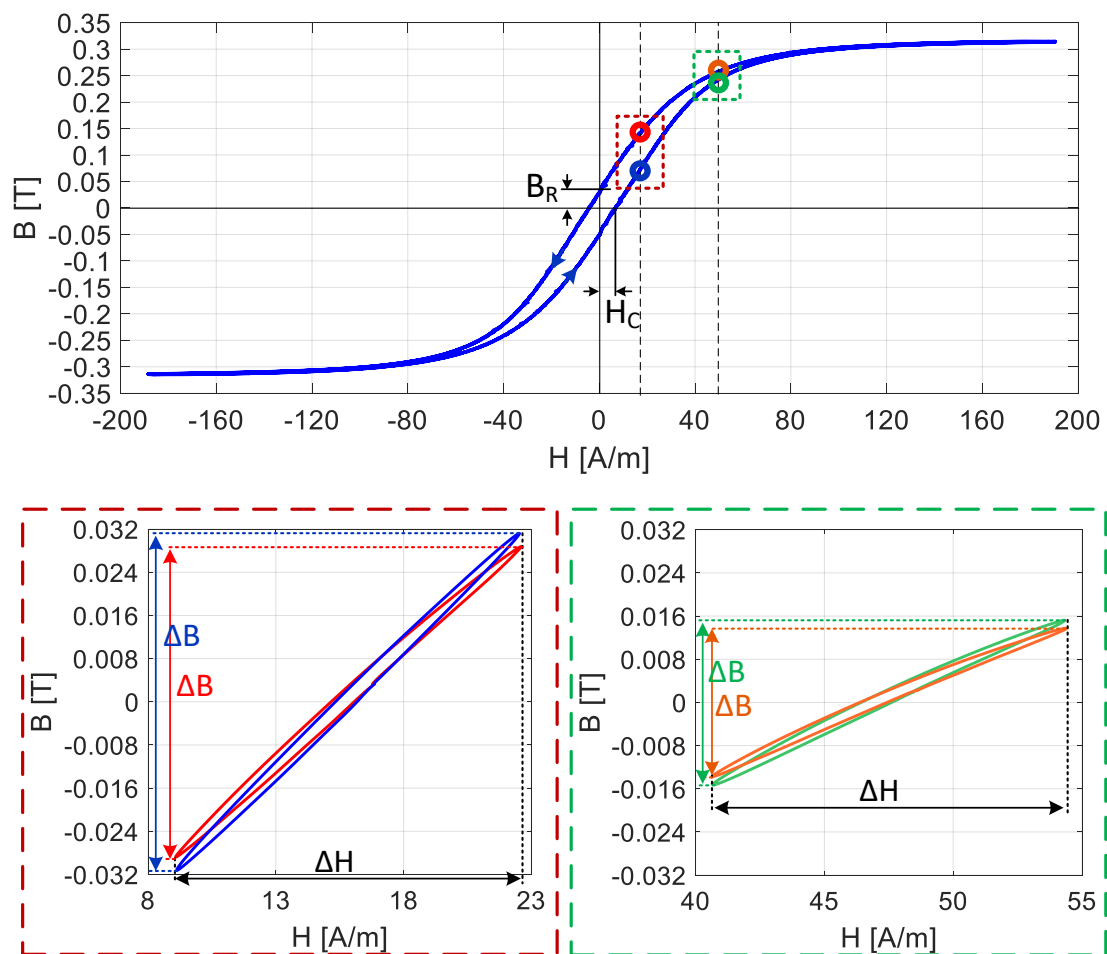


Abbildung 4: Gemessene Hysteresekurven des Drosselkerns N30 bei 1kHz.

In der Abbildung ist oben die gemessene Hysteresekurve aufgezeigt. Unterhalb sind mehrere unterlagerte Hystereseschleifen, die an den im oberen Bild gekennzeichneten Arbeitspunkten gemessen wurden. Dabei wurde jeweils ein Stromwert unterschiedlich angefahren. Es ist zu erkennen, dass die beiden unterlagerten Hystereseschleifen in Kombination mit Gleichung 6 trotz gleicher magnetischer Feldstärke unterschiedliche

Permeabilitäten ergeben. Aus den Plots in Abbildung 4 unten lassen sich die reversiblen Permeabilitäten  $\mu_{rev\ orange} = 1577$  für die orangene Kurve und  $\mu_{rev\ grün} = 1989$  für die grüne Kurve bestimmen. Des Weiteren ist beim Vergleich der unteren Bilder zu erkennen, dass ein starker Sättigungseffekt vorhanden ist. So unterscheiden sich die Permeabilität der blauen Kurve  $\mu_{rev\ blau} = 3740$  stark von der der grünen  $\mu_{rev\ grün} = 1989$ .

Für die Verwendung von Drosseln ist der Parameter der Induktivität  $L$  bzw. der Impedanz  $Z$  von Interesse.  $L$  ist von der Anzahl der Windungen  $N$  um das Material, dem geometrischen Aufbau sowie der vorher beschriebenen Permeabilität abhängig.

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l_m} \quad (7)$$

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (8)$$

Bei der Auswahl der Parameter muss dringend darauf geachtet werden, dass diese Parameter durch die relative Permeabilität nicht konstant sind. Im folgenden Abschnitt wird gezeigt, wie sich diese beschriebenen magnetischen Eigenschaften auf eine Gleichtaktdrossel auswirken.

### 3 Gleichtaktdrossel

Im Gegensatz zu Kondensatoren sind Drosseln meist in Reihe zur Last geschaltet. Das bedeutet, dass der komplette Laststrom über diese Drosseln fließt. Wird eine Gleichtaktdrossel betrachtet, so besteht diese im Idealfall aus zwei gleich großen Wicklungen, die um einen magnetisch gut leitenden Kern gewickelt sind (siehe Abbildung 5).

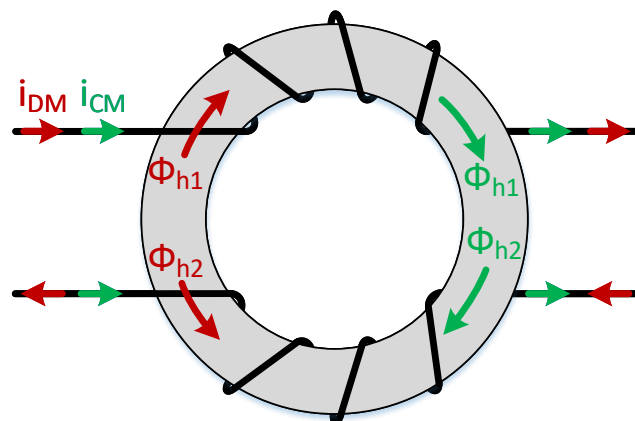


Abbildung 5: Gleichtaktdrossel bei Gleichtakt- bzw. Gegentaktanregung.

Diese Drosseln werden gezielt dafür ausgelegt Gleichtaktstörungen  $i_{CM}$  zu unterdrücken. Dabei werden die durch die Spulen erzeugten magnetischen Flüsse  $\Phi_h$ , wie in Abbildung 5 in Grün dargestellt, bei Gleichaktanregung verstärkt. Da es sich idealerweise um zwei identische Spulen handelt, erzeugen diese ebenso identische große magnetische Flüsse im Kern. Bei einer Gegentaktanregung  $i_{DM}$  wird der physikalische Effekt so genutzt, dass die beiden magnetischen Flüsse den gleichen Wert haben jedoch in entgegengesetzter Richtung verlaufen und sich somit gegenseitig aufheben, wie in Abbildung 5 in Rot zu erkennen. Somit sollte der Kern bei Gegentaktbelastung ungesättigt bleiben. Dies ist jedoch nicht komplett richtig. Es gibt mehrere Ursachen für eine Sättigung des Kerns. Eine ist die Amplitude der Gleichtaktströme, welche die Wechselfeldpermeabilität beeinflusst. Die Amplitude der hochfrequenten Gleichtaktstörungsströme, welche auf die Gleichakttdrossel wirken, sind in der Regel sehr gering, da diese größtenteils von den Y-Kondensatoren des Filters abgeleitet werden. Somit fällt nur ein kleiner Anteil auf die hochimpedante Drossel ab. Die Hauptursache der Kernsättigung resultiert aus den Streuflüssen  $\Phi_\sigma$  der Windungen [5]. Diese sind in Abbildung 6 in Rot gestrichelt dargestellt. Wie in Abbildung 6 farbig zu erkennen, kommt es bei großer Gegentaktanregung zu einem Sättigungseffekt, welcher die Induktivität senkt [6].

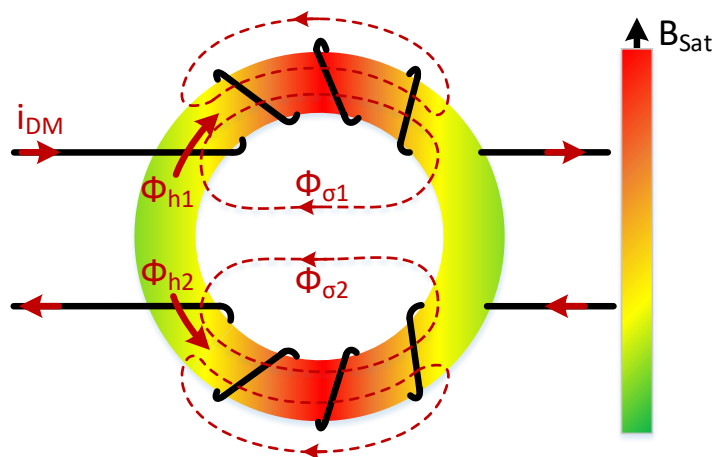


Abbildung 6: Veranschaulichende Darstellung des Sättigungseffekts der Gleichakttdrossel bei Gegentaktbelastung.

Als weitere Ursache können ungleiche Spulen zu einer Sättigung führen. Wenn diese unterschiedlichen Induktivitäten aufweisen, kann es zu einer Sättigung im Lastfall  $i_{DM}$  kommen, da sich die Flüsse nicht komplett gegenseitig kompensieren ( $\Phi_{h1} \neq \Phi_{h2}$ ). Dabei kommt es zu einer Magnetisierung des Kerns und somit, wie in Kapitel 2 beschrieben, je nach Vormagnetisierung zu unterschiedlichen Induktivitäten. Durch die zusätzliche Streuinduktivität wird neben der Gleichtakt- auch eine Gegentaktstörung kompensiert. Die Effekte der Gleichakttdrossel lassen sich mit dem in Abbildung 7 dargestellten Verhaltensmodell beschreiben. Dies ist ein aus der Literatur [7] erweitertes Verhaltensmodell. Dieses Modell beinhaltet das

Gleichtaktverhalten in Grün gezeigt und das Gegentaktverhalten in Rot. Die Widerstände  $R_0$  repräsentieren den Gleichstromwiderstand und  $C$  die Kapazitäten zwischen den Spulen. Parallel zu den Induktivitäten werden mit den Eisenwiderständen  $R_{DM}$  und  $R_{CM}$  die magnetischen Verluste im Ersatzschaltbild berücksichtigt. Die parasitären Kapazitäten der Wicklungen werden durch  $C_{CM}$  und  $C_{DM}$  dargestellt. Um das Gegentaktverhalten nachzubilden, wird im rot umrandeten Anteil der Wicklungssinn gedreht. Bei einer Gleichtaktstörung wirkt diese auf die grün umrandeten Bauteile, der Gegentaktanteil hat in diesem Fall keinen Einfluss auf das Störsignal. Bei Gegentaktanregung wirkt diese wiederum auf die rot umrandeten Bauteile und nicht auf die grün umrandeten. Zusätzlich muss beachtet werden, dass die Induktivitäten sowie die Eisenwiderstände von der Magnetisierung abhängig sind. Die davon beeinflussten Parameter sind mit blauen Pfeilen gekennzeichnet. Mit diesem Modell lässt sich das Verhalten der Gleichtaktdrossel im betrachteten Frequenzbereich, bis 30 MHz, nachbilden.

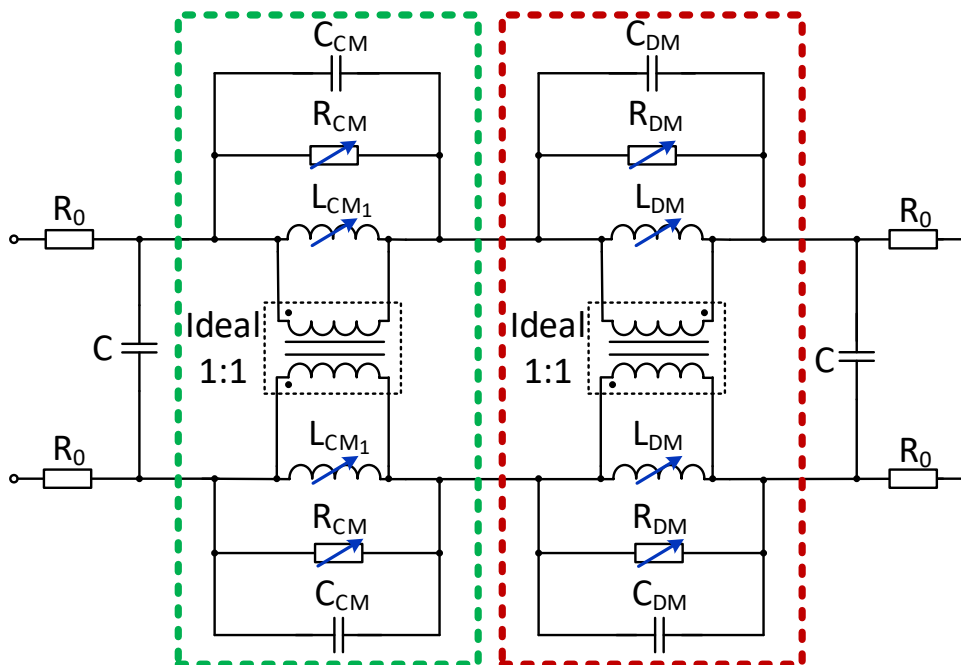


Abbildung 7: Verhaltensmodell einer Gleichtaktdrossel.

Als Prüfling für die nachfolgenden Messungen wird eine Gleichtaktdrossel aus 2 x 32 Windungen um einen Ringkern mit einem Innendurchmesser von 13,5 mm, einem Außendurchmesser von 26,6 mm und einer Höhe von 11 mm mit der Produktbezeichnung B64290L0618 von der TDK Corporation verwendet. Der Ringkern besteht aus dem Material N30.



## Messung des Sättigungseffekts der Gleichtaktdrossel

Dieser Abschnitt zeigt das messtechnisch ermittelte Sättigungsverhalten der betrachteten Gleichtaktdrossel. Im Folgenden entspricht der Laststrom  $i_{Last}$  einem Gegentakgleichstrom,  $i_{Last} = i_{DM}$ . Die Gleichaktimpedanz der Gleichtaktdrossel bei anliegendem Laststrom wird durch den in Abbildung 8 gezeigten Messaufbau mit einem Netzwerkanalysator (NA) bestimmt. Als NA wird ein Bode 100 verwendet. Um eine Messung zu ermöglichen, werden Koppelkondensatoren  $C_{Koppel}$  zur Trennung des Laststroms und des Messsignals benötigt. Durch das Entkoppelnetzwerk wird das DC-Netz vom Messsignal getrennt und somit ein Einfluss des DC-Netzes auf die Messung verhindert.

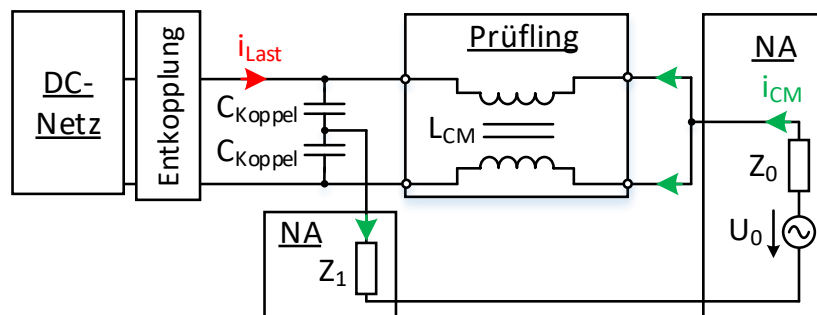


Abbildung 8: Messaufbau für Sättigungsmessung der Gleichtaktdrossel.

Um die Erwärmung des Prüflings möglichst gering zu halten, werden die Messpunkte kurz zur Messung angefahren, anschließend, vor der nächsten Messung, wird der Ruhezustand wieder angefahren. Dies ist schematisch in Abbildung 9 gezeigt. Diese definierte Anfahrweise der Arbeitspunkte ist ebenso für die Reproduktion der Messergebnisse wichtig, da die Messwerte, wie im vorherigen Abschnitt gezeigt, von der Vorgeschichte der Magnetisierung abhängig sind. Die Messung der Impedanz geschieht mit einem Kleinsignal von -5dBm.

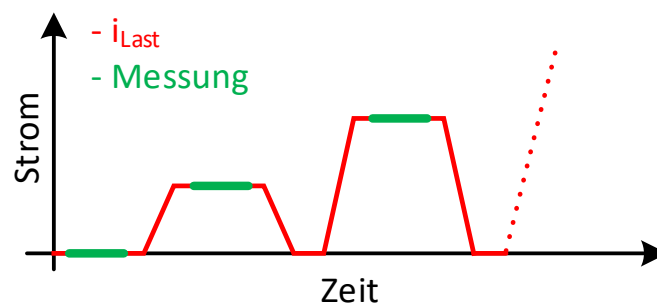


Abbildung 9: Ansteuerung der Messpunkte.

Das Resultat der Messungen ist in Abbildung 10 dargestellt. Gezeigt wird jeweils der Betrag und die Phase der Impedanz über die Frequenz. Die

Veränderung durch Aufschalten eines Laststroms ist anhand der roten Pfeile verdeutlicht. Dabei ist ersichtlich, dass bei steigendem Laststrom die Induktivität sowie der Eisenwiderstand sinkt und dadurch die parasitäre Kapazität erst bei höheren Frequenzen dominant wird. D.h. die Resonanzfrequenz der Gleichtaktdrossel, die durch den Maximalwert des Betrags gekennzeichnet ist, wird verschoben und die Impedanz an der Resonanzstelle fällt geringer aus. Dies führt dazu, dass die Filterwirkung der Gleichtaktdrossel bei Laststrom im niederen Frequenzbereich unterhalb der Resonanzfrequenz geringer ist.

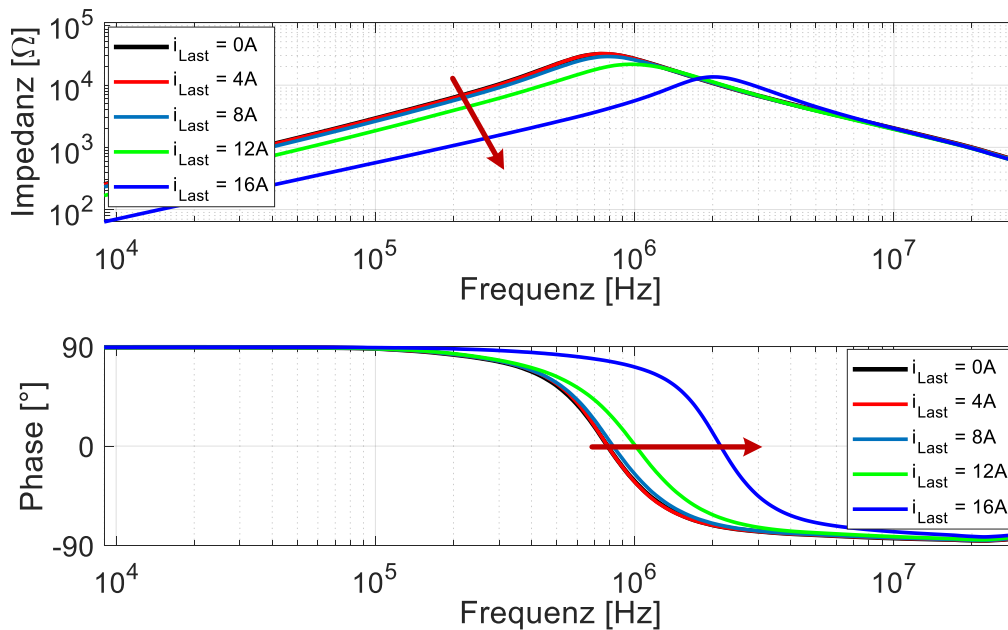


Abbildung 10: Impedanzverhalten der Gleichtaktdrossel unter Laststrom.

In Abbildung 11 ist der Induktivitätsverlauf bei 100 kHz abhängig von der Last dargestellt. Ohne Gegentaktbelastung liegt die Gleichtaktinduktivität bei 4,43mH. Bei einer Last von 16A sinkt die Induktivität auf 0,87mH ab. Dies entspricht nur 20% des Anfangswerts.

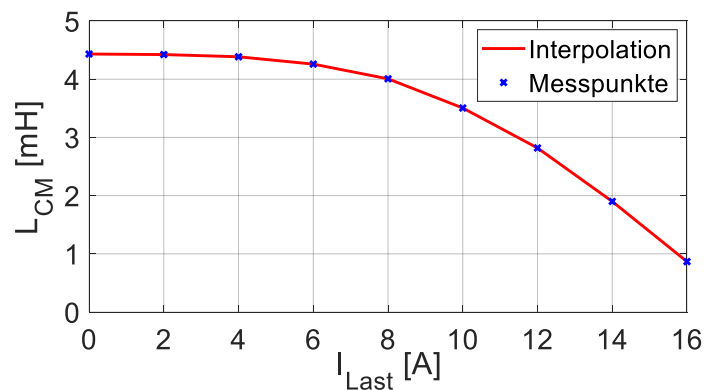


Abbildung 11: Gleichtaktinduktivität der Gleichtaktdrossel unter Last

Im Folgenden wird messtechnisch untersucht ob eine Vormagnetisierung einen Einfluss auf die Gleichtakt-drossel hat. Durch minimal unterschiedliche Wicklungen oder Kerneigenschaften kann es dazu kommen, dass sich die magnetischen Flüsse bei Gegentaktanregung nicht komplett gegenseitig kompensieren. Dadurch kommt es zu einer zusätzlichen Sättigung sowie einem Hystereseverhalten des magnetischen Kerns. Dieser Effekt wurde bereits im Kapitel 2 anhand Abbildung 4 erklärt.

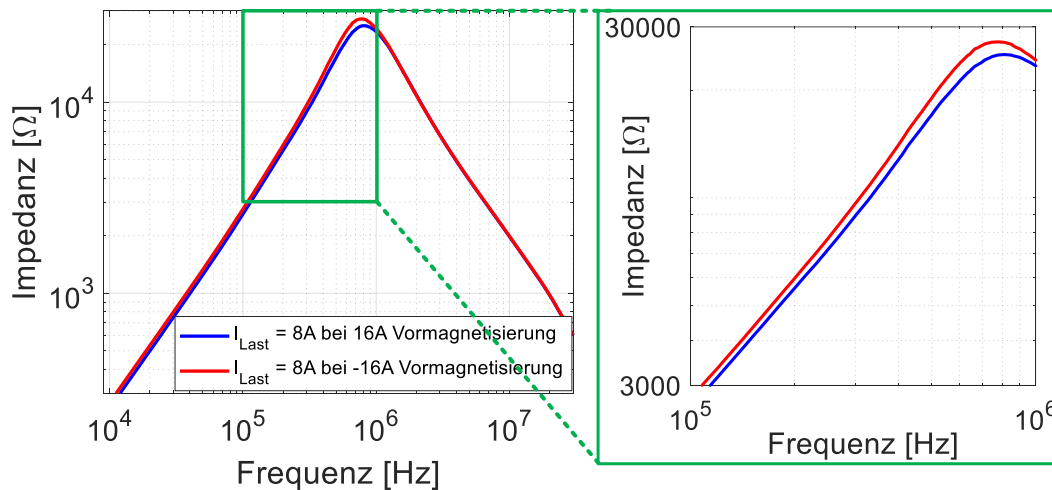


Abbildung 12: Einfluss einer Vormagnetisierung.

Die Messung in Abbildung 12 zeigt, dass dieser Effekt auch bei der verwendeten Gleichtakt-drossel vorhanden ist. Dabei wird die Drossel durch eingestellte Lastströme unterschiedlich vormagnetisiert und anschließend bei definiertem Laststrom gemessen. Es kommt zu unterschiedlichen Impedanzverläufen. Somit ist bewiesen, dass sich das genaue Sättigungsverhalten nicht nur durch den angelegten Laststrom bestimmen lässt, sondern auch eine Abhängigkeit der Vorgeschichte vorhanden ist. Es ist jedoch auch erkennbar, dass sich dieser Effekt bei dem Prüfling nur gering auswirkt. Je nach Fertigung und verwendetem Kernmaterial kann sich der Effekt stärker oder geringer ausprägen.

#### 4 Einfluss auf das Filterverhalten

In diesem Kapitel wird auf den Einfluss des beschriebenen Verhaltens der Gleichtakt-drossel auf das EMV-Filter eingegangen. Dabei ist vor allem die Einfügedämpfung  $a_{CM}$  des Störsignals von Interesse. Die Einfügedämpfung wird als Maß für die Wirksamkeit von Filtern verwendet. Diese beschreibt das Verhältnis von einfallender Leistung  $P_{in}$  und durchgelassener Leistung  $P_{out}$ . Die Einfügedämpfung kann auch, wie in Gleichung 9 gezeigt, durch den Streuparameter  $S_{21}$  ausgedrückt werden.

(9)

$$a_{CM} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{in}}{P_{out}}\right) dB = -20 \cdot \log(|S_{21}|) dB$$

Um dies messtechnisch zu ermitteln wird ein Messaufbau, wie er in Abbildung 13 dargestellt ist, verwendet.

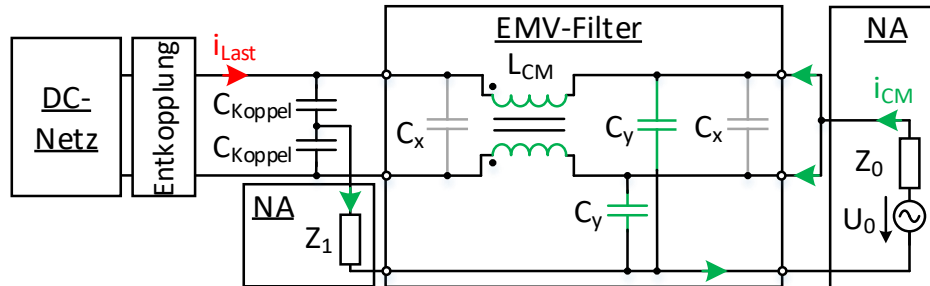


Abbildung 13: Messaufbau zur Vermessung des EMV-Filters unter Last.

Bei der Messung ist es relevant den NA von dem Gleichstromnetz zu entkoppeln. Bei diesem Messaufbau wird der NA parallel zum Filter geschaltet, so dass die Gleichtaktdämpfung sowie die Eingangsimpedanz im Gleichtaktfall gemessen werden kann. Da in dieser Arbeit nur der Gleichtaktanteil betrachtet wird, kann das Verhalten des Filters durch das in Abbildung 14 gezeigte Ersatzschaltbild beschrieben werden. Dabei ist das Filter auf die für den Gleichtaktfall relevanten Bauteile reduziert.

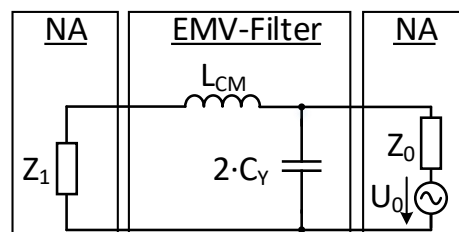


Abbildung 14: Auf die Gleichtaktfilterung reduziertes Ersatzschaltbild der Filtermessung.

Die Messung wird standardmäßig mit  $50 \Omega$  Quellimpedanz  $Z_0$  und  $50 \Omega$  Abschlussimpedanz  $Z_1$  gemessen. Die vom Laststrom abhängige Einfügedämpfung und Eingangsimpedanz sind in Abbildung 15 zu sehen. Die Quellseite ist dabei die Seite an der die Y-Kondensatoren vor der Gleichtaktdrossel sitzen (Abbildung 13 rechts).

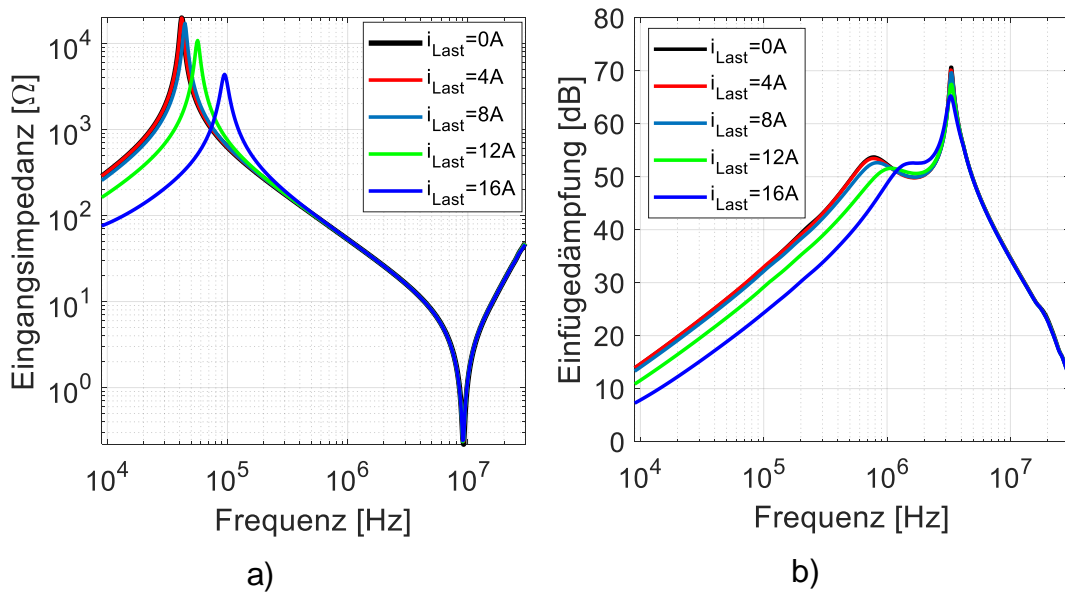


Abbildung 15: Messung der Eingangsimpedanz und der Einfügedämpfung des EMV-Filters.

Bei der Eingangsimpedanz ist ein ähnlicher Effekt wie bei der Messung der Gleichtaktdrossel in Abbildung 10 zu erkennen, jedoch sorgt in diesem Fall das kapazitive Verhalten der Y-Kondensatoren für den Abfall der Impedanz. Das bedeutet, dass nach der ersten Resonanzfrequenz die Störungen über die Y-Kondensatoren mit der Quelle kurzgeschlossen werden. Bei der Einfügedämpfung ist der Sättigungseffekt der Gleichtaktdrossel stark sichtbar. Es ist zu erkennen, dass bei einer Sättigung die Dämpfung stark zurückgeht und eventuell Grenzwerte nicht mehr eingehalten werden können. Der Unterschied der Resonanzfrequenz der Messungen von Eingangsimpedanz und Einfügedämpfung im hohen Frequenzbereich lässt sich durch die Induktivität der Messleitungen erklären. Diese Leitungslängen sind für die beiden Messungen unterschiedlich, wodurch sich die Resonanzpunkte in der Frequenz verschieben.

Um einen direkten Einfluss des Filters auf eine Störung zu erkennen wird eine Störungsmessung erstellt.

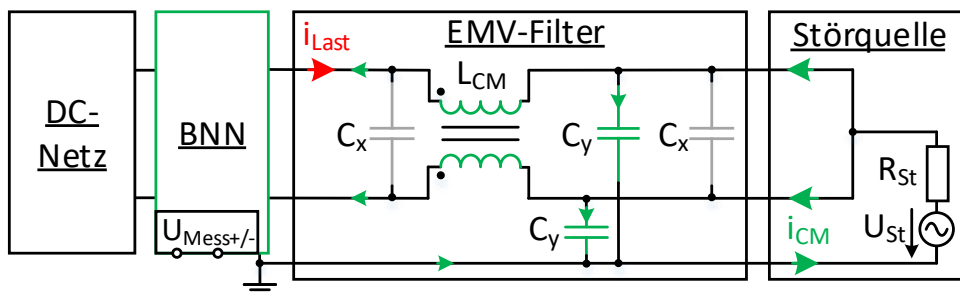


Abbildung 16: Messaufbau der Störeinprägung.

Dabei wird, wie in Abbildung 16 dargestellt, eine Gleichtaktstörung eingepreßt und der nach dem Filter übrig gebliebene Anteil anhand einer Bordnetznachbildung (BNN) gemessen. In Abbildung 17 a) ist ein Abbild einer BNN und in b) eine Vereinfachung dieser dargestellt. Die BNN ist eine definierte Schnittstelle zur Messung der Emissionen. Diese wird zwischen dem Versorgungsnetz und dem Prüfobjekt zwischengeschaltet um reproduzierbare Messergebnisse zu erzeugen. Bei der BNN werden die von der Netzseite kommenden Störungen durch den zum Netz geschalteten Tiefpass entkoppelt. Hochfrequente elektrische Störungen vom Prüfobjekt passieren die Kapazitäten, die in Reihe zu den Messwiderständen  $R_{pos}$  und  $R_{neg}$  angebracht sind. Dort wird es ermöglicht aus den zwei Messungen  $U_{pos}$  und  $U_{neg}$  die elektrischen Störungen in Gleichtakt und Gegentakt zu trennen.

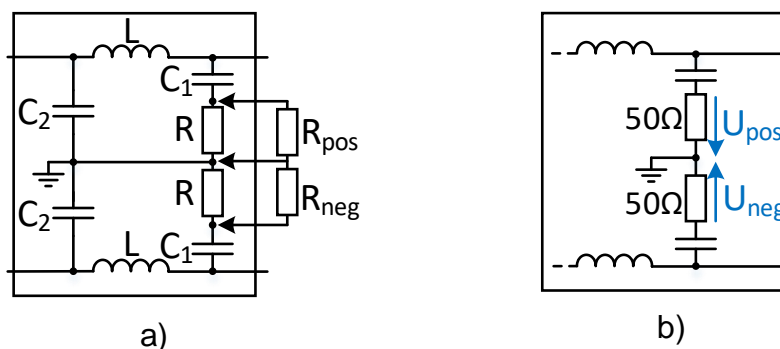


Abbildung 17: a) Bordnetznachbildung und b) Vereinfachung der Bordnetznachbildung.

Durch die Messung der zwei Spannungen lässt sich der Anteil der Gleichtaktstörung zu Gleichung 10 berechnen.

$$U_{CM} = \frac{U_{pos} + U_{neg}}{2} \quad (10)$$

Werden die beiden Widerstände zu einem Abschlusswiderstand zusammengefasst, so liegen diese im Gleichtaktfall parallel zueinander. Dadurch ergibt sich ein Abschlusswiderstand von  $25\Omega$ . Dies unterscheidet sich von der Dämpfungsmessung.

In Abbildung 18 ist eine Störungsmessung zu sehen. Dabei wird ein rechteckförmiges Störsignal mit einem Funktionsgenerator eingespeist und an der Bordnetznachbildung wird der Anteil der Gleichtaktstörung, welcher vom Filter nicht gedämpft wird, gemessen. Dieses Verfahren ist in der Abbildung 18 ohne Gegentaktlast sowie bei 16A Last dargestellt. In Grün ist zusätzlich der Frequenzgang des Störsignals dargestellt.

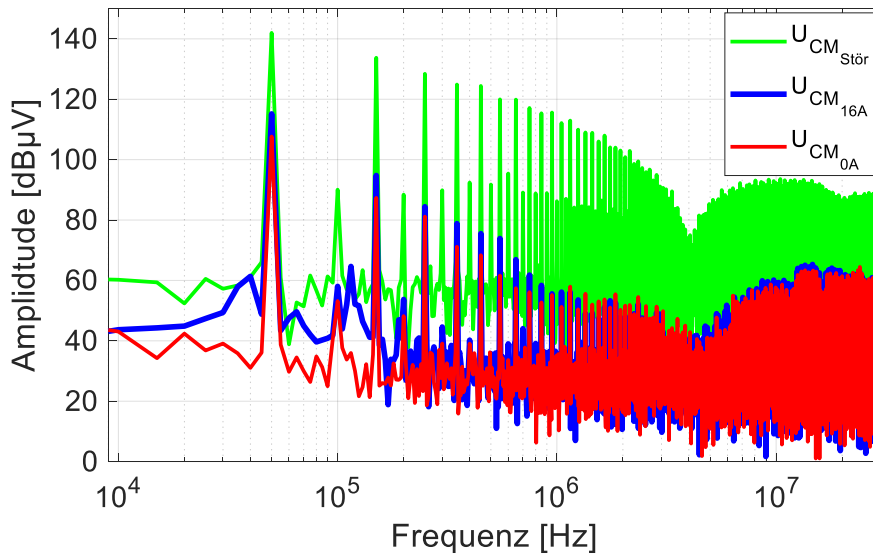


Abbildung 18: Störungsmessung an der Bordnetznachbildung.

Wie zu erwarten, ist die Filterwirkung des EMV-Filters im unteren Frequenzbereich stark und mit der Frequenz steigend. Im hohen Frequenzbereich lässt die Dämpfung wieder nach. Dies lässt sich durch die parasitäre Kapazität zwischen den Windungen erklären. Durch diese wird die Dämpfung, wie bereits in Abbildung 15 gezeigt, bei hohen Frequenzen wieder kleiner. Es ist zu erkennen, dass der Filter bei größerer Last im unteren Frequenzbereich eine deutlich größere Störung passieren lässt. Dieser Effekt tritt bis zur Resonanzfrequenz der Gleichtaktdrossel auf, anschließend sind die Emissionen sehr ähnlich.

## 5 Schlussfolgerung

Wenn induktive Bauteile mit magnetischem Kern verwendet werden, ist dort automatisch eine Stromabhängigkeit vorhanden. Das heißt bei großen Strömen kommt es zu einem Sättigungseffekt der Induktivität. Dieser Sättigungseffekt kann jedoch nicht direkt einem Stromwert zugeordnet werden, sondern ist ebenso von der Vorgeschichte der durch den Strom entstehenden Vormagnetisierung abhängig. Dieser Effekt findet sich auch bei Gleichtaktdrosseln wieder. Diese erfahren nicht nur durch die Stromamplitude in Gleichtaktrichtung eine Sättigung, sondern ebenfalls durch den ungewollten Streuanteil der Drossel. Durch diese Effekte ist ersichtlich, dass die Dämpfungswirkung eines Filters stromabhängig ist, jedoch nicht direkt einem Stromwert zugewiesen werden kann. Grundsätzlich sollte der Sättigungseffekt bei der Auslegung eines EMV-Filters mit betrachtet werden um eine garantierte Dämpfung im Arbeitsbereich zu gewährleisten.

## 6 Literaturverzeichnis

- [1] TDK Corporation, "Ferrites and accessories, SIFERRIT material" N30, <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/187204/11a3ca92549b8d3b7cce210eace3dc3c/pdf-n30.pdf>, 2017
- [2] M. Albach, "Induktivitäten in der Leistungselektronik", Springer, 2017
- [3] I. Stevanović, S. Skibin, "Behavioral Circuit Modeling of Single- and Three-Phase Chokes for EMI Simulations", IEEE, 2010
- [4] M. Luo, D. Dujic, J. Allmeling, "Test Setup for Characterisation of Biased Magnetic Hysteresis Loops in Power Electronic Applications", IEEE, 2018
- [5] H. Chen, Z. Qian, S. Yang, C. Wolf, "Finite-Element Modeling of Saturation Effect Excited by Differential-Mode Current in a Common-Mode Choke", IEEE, 2009
- [6] J. Schlieve, M. Neudecker, S. Weber, "Simulating Saturation Behavior of Common Mode Chokes", IEEE, 2015
- [7] I. Stevanović, S. Skibin, M. Masti, M. Laitinen, "Behavioral Modeling of chokes for EMI Simulations in Power Electronics", IEEE, 2013