



**Modelbasierte Untersuchung und Analyse der leitungsgeführten
Störgrößen einer SVPWM- und einer Resonanzinvertertopologie mit
einem BLDC-Motor**

Bachelorarbeit

für die Prüfung zum Bachelor of Science des Studienganges

Mechatronik

an der Hochschule Ruhr West (Mülheim an der Ruhr)

Vorgelegt von: Donald Saape Foyan

Abgabedatum: 26.06.2023

Bearbeitungszeitraum: 12 Wochen

Matrikelnummer: 10006515

Erstgutachterin: Prof. Dr.-Ing. Kerstin Siebert

Zweitgutachter: M. Sc. Jan Loos

Erklärung

***Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit mit dem Titel
„Modelbasierte Untersuchung und Analyse der leitungsgeführte Störgrößen
einer SVPWM- und einer Resonanzinvertertopologie mit einem BLDC-Motor“***

***Selbständig angefertigt, nicht anderweitig zu Prüfungszwecke vorgelegt,
keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt und wörtliche sowie
sinngemäße Zitate als solche gekennzeichnet habe.***

Essen, den 21.06.2023

Donald Saape Foyan

Kurzfassung

Inverter auf Basis der Pulsweitenmodulation dominieren in den heutigen Stand der Technik. Wie bei meisten elektronischen Einrichtungen entstehen während ihres Betriebs mehr oder wenige ungewollte Störungen, welche zur Beeinträchtigung der Funktion von anderen Geräten oder elektronischen Schaltungen in einigermassen führen. Die dafür technische angewandte Gegenmaßnahme scheinen meist aufwandmäßig hoch zu sein insbesondere bei kritischen elektrischen Einrichtungen. Dank der Resonanzinvertertopologie wird diesen Aufwand zum größten Teil erspart. Der Aufbau und die Funktionsweise der beiden Invertertopologie werden einzeln erläutert. Nach einigen Simulationsdurchführungen, welche unter verschiedenen Betriebsfrequenzen nacheinander erfolgen, werden die beide Inverter gegenübergestellt und Mithilfe der Simulationsergebnisse verglichen. Aus den allgemeinen Vergleichen stellt sich heraus, dass die Resonanzinvertertopologie insbesondere bei niedrigen Frequenzen im EMV-Aspekt sowie unter Betrachtung der Leistungsfähigkeit den SVPWM-Inverter gewinnt. Während der Resonanzinverter in den niedrigen Frequenzen mehr Störaussendungen als SVPWM-Inverter produziert, ist das Phänomen bei höheren Frequenzen eher inverse.

Inverters based on pulse width modulation (PWM) dominate today's state of the art. As with most electronic devices it occurs during their operation more or less unwanted disturbances, which lead to impairment of the function of other devices or electronic circuits to some extent. The technical countermeasures applied for this seem to be mostly high in terms of expense, especially for critical equipment. Thanks to the resonant inverter topology, this effort may be saved to a certain degree. The design and operation of the inverter topologies, resonant inverter and PWM inverter, are explained individually. After some simulations, which are carried out under different operating frequencies successively, the two inverters are faced and compared using the simulation results. From the general comparisons it is found that the resonant inverter topology is beneficial compared to the SVPWM-Inverter especially at lower frequencies in the EMC aspect as well as under consideration of the performance. While the resonant inverter produces more spurious emissions than SVPWM inverter in the low frequencies, the phenomenon is rather inverse in the higher frequencies, especially in the FM range.

Inhaltverzeichnis

1. Einleitung.....	1
2. Stand der Technik	2
3. SVPWM-Inverter	3
3.1 Grobe Erläuterung	3
3.2 Aufbau des SVPWM-Inverters	3
3.2.1 Halbleiterbauelemente.....	3
3.3 Funktionsprinzip	5
3.4 Herangehensweise	7
4. Resonanz-Inverter	12
4.1 Serienschwingkreis	12
4.2 Funktionsprinzip eines einphasigen Resonanz-Inverters	14
4.3 Funktionsprinzip- und Aufbau eines dreiphasigen Resonanz-Inverters	17
5. Simulationsdurchführung und Auswertung der leitungsgeführten Störgrößen.....	19
5.1 Allgemeine Einschränkungen und Festlegungen	19
5.2 Herangehensweise der Entwicklung.....	19
5.3 Simulationsdurchführung von SVPWM bei 150Hz mit steigenden Modulation-Index	20
5.4 Simulationsdurchführung von Resonanz-Inverter bei 150 Hz	24
5.5 Vergleich der beide Inverter-Topologie in Hinsicht auf der elektrischen Leistung	27
6 Analyse und Vergleich der leitungsgeführte Störgröße im Zeitbereich.....	29
6.1 Verkettete Spannung bei 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz.....	29
6.2 Phase-to-Erd-Spannungen bei 50 Hz,100 Hz, 200 Hz	30
6.3 Phase-Ströme 50 Hz,100 Hz,200 Hz	31
7. Analyse und Vergleich der leitungsgeführte Störgröße im Frequenzbereich.....	32
7.1 Fourier-Analyse der verketteten Spannungen bei 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz	32
7.2 Frequenzspektrum der Leiter-to-Erd-Spannungen bei 50 Hz,100 Hz,200 Hz.....	33
7.3 Frequenzspektrum der Phase Strom bei 50Hz,100 Hz,200 Hz	34
7.4 Frequenzspektrum der Spannungen- und Ströme bei 10 Hz	35
8. Diskussion der Ergebnisse	38
9. Zusammenfassung und Ausblick	39
10. Abkürzungsverzeichnis	40
11. Tabellenverzeichnis.....	40
12. Abbildungsverzeichnis	41
13. Literaturverzeichnis	42
14. Anhang.....	45

1. Einleitung

Mit den zeitlich wachsenden Anforderungen im Bereich des Antriebes bzw. der Automatisierungstechnik werden die dazugehörige Leistungselektronik ebenfalls viel aufgefordert. Prinzipiell liegt die Hauptaufgabe der Leistungselektronik darin, elektrische Energie zu übertragen sowie unter vorgegeben Anforderung umzuformen. Die häufigste elektrische Größe, die damit verknüpft sind, sind: Spannung und Strom. Als nebenstehende Eigenschaften zählen die Formen - damit wird gemeint, ob es sich um eine Gleichgröße oder Wechselgröße handelt -. Darüber hinaus ist noch die Amplitude, die Frequenz. Insgesamt gibt es 4 verschiedene Anwendungsgebiete von Leistungselektronik, welche einen kompletten Kreis wie auf der Abbildung 1 dargestellt, zusammengefasst werden können. [13, S.15]. Je nach dem Ausgangspunkt und Endziel lassen sich die Aufgabe dieser Energie-Übersetzer bezüglich der Abbildung 1 in vier Hauptaufgabe klassifizieren.

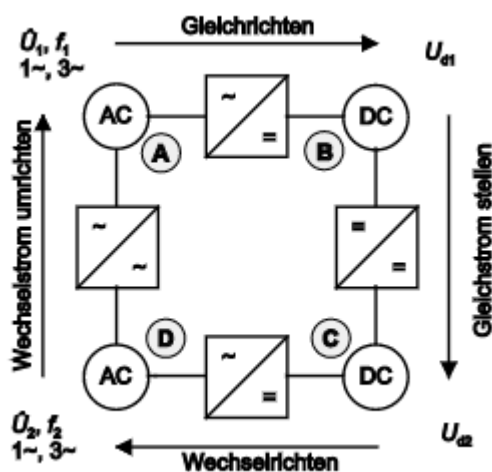


Abbildung 1: Anwendungsgebiete der Leistungselektronik [13, S.15]

Für den Betrieb eines BLDC-Motors ist erst ein Drehstrom bzw. Wechselstromnetz erforderlich. Bei anderen besonderen Umständen steht dem Motor eine Gleichversorgungsspannung zur Verfügung, zum Beispiel eine Autobatterie, wobei eine Umwandlung in eine Wechselspannung erfolgen muss. Dieses wird durch einen Inverter realisiert. Für diesen Zweck existieren verschiedene Steuerverfahren.

Die auf PWM basierende Ansteuerung, welche den aktuellen Stand der Technik markiert, steht an der ersten Stelle. wie auch immer besteht beim Betrieb solcher Wandler mehr oder weniger

Wechselwirkungen mit der in ihrer Umgebung liegende elektronische Komponente. Die Art solcher gegenseitigen Beeinflussung tritt in verschiedenen Formen auf. Je nach dem vorliegenden Koppelpfad zwischen der betroffenen Komponente können die Beeinflussung entweder kabellos, das heißt durch Welle oder leitungebunden entstehen. Diese hat zur Folge, dass, die fließenden Signale störschadhaft sind. In Bezug auf die leitungebundene Beeinflussung treten die Störungen bei der Signalübertragung in zwei Form auf. Die sind nämlich Gegentaktstörung und Gleichtaktstörung [10]. Die im beiden Fällen aufgetretene Größe der Störsignale sind öfters Spannung und Strom. In Einfachheit halber handelt es sich dabei um zusätzliche Spannung-bzw. Strom, welche sich dem zu übertragende Nutzsinal überlagert und somit die Funktion der betroffenen Anlage oder des Geräts stört. Um diese Problematik um etwa zu kompensieren, werden öfter auf geeignete Filter sowie gezielte Schirmungsarten zurückgegriffen. Das ist öfters aufwändig. Um auf die obigen genannten Techniken zu verzichten, bietet der Inverter auf Basis des Resonanzkreises eine gute potenzielle Lösungsalternative an [15] [14, S.6-7]. Das Vorhandensein dieser Störungen bei den beiden Inverter-Arten lässt sich beispielweise durch folgende Auswirkungen auffallen: Die Restwelligkeit an einem Sinussignals sowie seine Verformung bzw. Verzerrung, derer Ursache, die dem tatsächliche Nutzsinal überlagerte Oberschwingungen von derer vielfacher Frequenz ist. Darüber hinaus könnte dadurch Fehlfunktionen im Signalkreis sowie Mess-Verfälschung am Messgerät entstehen. [6, S.238]

Obwohl die beide Inverter-Topologie Nachteile als auch Vorteile aufweisen, hat der Resonanzinverter in meisten Bewertungskriterien mehr Vorteile gegenüber der Space Vektor PWM-Topologie [14, S.6-7]. Im Rahmen dieser Arbeit wird den Aufbau, die Funktionsweise sowie die Herangehensweise der Umsetzung beider Invertertopologie einzeln erläutert und analysiert. Weil ihre Implementierung im Zug dieser Arbeit modellbasiert erfolgt, wird die Software Matlab & Simulink das einzige verwendete Hilfsmittel dafür. Der Inverter auf Basis der Raumzeiger Modulation oder auch Space Vektor Pulsweiten Modulation wird etwa tiefer eingegangen, weil seine Implantierung viele mathematische Rechnungen benötigt. Aus den gewonnenen Messergebnissen wird anschließend ein Simulative Vergleich von Leitungsgeführte Störgröße durchgeführt sowohl in Zeit als auch in Frequenzbereich.

2. Stand der Technik

Der Wechselrichter auf Basis der Pulsweite Modulation dominiert der Stand der Technik. Diese wiederum untergliedert sich je nach Art der Steuer Verfahren in zwei Untergruppe. Die sind nämlich der Sinus-PWM und Space Vektor-PWM. Die Space Vektor PWM weist mehrere Vorteile in vielen Aspekten im Vergleich zum Sinus-PWM auf [3]. Obwohl dieser Raumzeigerbasierte Steuerverfahren sich der allerbeste anhören, hat er ebenso einige Schwäche, welche von dem Inverter auf Basis des Resonanzkreis in einigermaßen optimieren kann.

3. SVPWM-Inverter

3.1 Grobe Erläuterung

Space Vector PWM eben unter der Name Raumzeigermodulation bekannt ist aufbaumäßig eine geringfügige Erweiterung der SPWM. Wie Ihr Name bereits verraten lässt, handelt es sich bei SVPWM um eine Art von Vektorregelung. In dem Sinn der SVPWM-Technik übertragen heißt das rotierende dreiphasigen System wird durch einen Raumzeiger repräsentiert und betrachtet. [7, S.1583]

Bei der Rauzeigermodulation entspricht der zeitlich rotierende Vektor der geometrischen Addition der drei um räumlich 120° versetzten sinusförmige magnetischen Wechselfelder, welche infolge von den drei elektrisch 120° phasenverschoben, sinusförmige Strangströme erzeugt werden. Jedem Strang ist in diesem Zusammenhang ein Raumzeiger zugeordnet. [13, S.235]

Im Allgemein liegt der Hauptvorteil dieser Technik darin, dass das dreiphasige elektrische System durch diesen Raumzeiger betrachten lässt, statt die drei Phase einzeln zu betrachten und diese erleichtert somit die Regelung. [7, S.1583]

3.2 Aufbau des SVPWM-Inverters

Der Aufbau von SVPWM unterscheidet sich nicht so viel vom SPWM-Model. Wie auch bei SPWM ist der Inverter-Schaltung ein der wesentliche Teilkomponente der SVPWM. Es handelt sich dabei um eine dreiphasige Brückenschaltung (auch B6 Brücke genannt) derer jede Halbrücke mit einer Phase der Last (hier BLDC-Motor) verbunden ist. Jede Halbbrücke besteht aus zwei Halbleiterelemente welche als Schalter dienen. (Siehe Abbildung 2 unten). Die häufigsten verwendeten Variante sind Mosfets und IGBTs.

3.2.1 Halbleiterbauelemente

Außer der Steuerung, Regelung und Umformung elektrischer Energie ist ein kontaktloses Schalten eine Aufgabe der Leistungselektronik. Diese Anforderung wird durch die Halbleiterschaltelemente realisiert, welche wesentliche Funktionselemente im Stromrichter sind. Man bezeichnet sie auch als elektrische Ventile wegen ihrer von der Stromrichtung abhängige Leitfähigkeit. Es unterscheiden sich hierbei zwei verschiedene Zustände, die diese annehmen können. Zum ersten der *Leitende Zustand* bei dem der Leistungshalbleiter leitfähig ist. Zum zweiten der *Sperrende Zustand*, dem Ihnen sehr hohe Spannungen unterliegen und somit nur im idealen Fall kein Strom durchlassen. Die Ansteuerung der

Stromrichter wird dadurch geschafft, indem diese elektronischen Schalter im periodischen Wechsel zwischen den beiden genannte Zustände springen. [9, S. 1]

Der Auswahl von dem angewendeten Halbleiter hängt von den vorliegenden Anforderungen und Leistungsklasse ab. Bei Wechselrichter im klein bis mittlere Leistungen kommen meist IGBT und MOSFET zum Einsatz. Für wechselrichter-Anwendung welche hohe Schaltfrequenz erfordern sind

MOSFET bevorzugt gegenüber IGBT, weil sie eine Schaltfrequenz bis zu 50 kHz erreichen können [11, S. 30].

Ein dauerhafter zuverlässiger Betrieb dieser Bauelemente setzt keine Überschreitung derer Grenzwerte voraus. Ohne diese Berücksichtigung könnte zur Schädigung des Schalters führen. Ein eventueller Grund dafür könnte Überspannung sein, welche durch Abschalten induktiver Last ursächlich ist. Um diese zu verhindern, ist am MOSFET und IGBT jeweils Inverse Diode und Freilaufdiode versehen. Mosfet enthält strukturell bedingt eine inverse Diode. Bei IGBT hingegen muss eine extra Freilaufdiode eingebaut werden, um die insbesondere vor Strom in der Rückwärtsrichtung zu schützen. [13, S. 58]. Für die Arbeit kommen Mosfet zum Einsatz. Eine beispielhafte B6 -Brücke-Schaltung kann wie folgt aussehen.

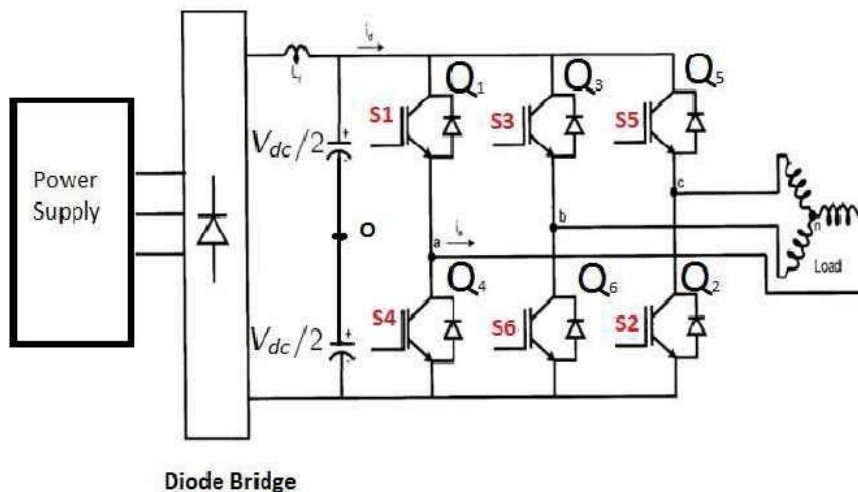


Abbildung 2: B6-Brücke mit einer dreiphasigen Last verbunden. [1, S. 40]

Der Zustand des Halbleiters wird binär codiert. Ein „1“ bedeutet der obere Mosfet ist eingeschaltet und ein „0“ bedeutet der untere ist eingeschaltet [12]. Bezüglich dieser Regel entspricht beispielsweise „110“ folgendes:

Für den erste linken Zweig ist der obere Schalter S1 eingeschaltet wegen des „1“

Für den mittleren Zweig ist der obere Mosfet eingeschaltet auch wegen des „1“

Für den dritten Zweig ist der untere Mosfet eingeschaltet wegen des „0“

Die Ansteuerung der Halbleiterelemente wird durch einen vordefinierten Algorithmus festgelegt, der angibt in welcher Reihenfolge die Schaltzyklus sowie die Kommutierung erfolgen soll. Für diesen Zweck sind einige Parameter nötig. Angenommen, ein BLDC-Motor als Last ist Beispielweise der Winkelbereich des Rotors von Bedeutung. Als Ergebnis werden wiederholte Puls-Signalen ausgegeben. Abhängig von der Rotorposition besteht eine bestimmte Korrespondenz mit einer festen Dreierbitkombination sowie dem Strompfad. Es ist an dieser Stelle wichtig zu wissen, dass die beide Mosfet

entlang jedes Zweigs auf gar keinen Falls gleichzeitig zugeschlossen werden dürfen, ansonsten wird die Zwischenkreisspannung kurzgeschlossen. Anders ausgedrückt: soll auf gleichen Zweig ein Schalter offen sein, muss der andere zugeschlossen sein [8].

3.3 Funktionsprinzip

Wie bereits angedeutet basiert das Funktionsprinzip von SVPWM auf die Steuerung eines rotierenden Soll-Raumzeigers. Dieser Zeigervektor oft Referenzvektor v_{ref} genannt wird nicht von dem Inverter direkt erzeugt, sondern ergibt sich aus der Mittelwert-Bildung von zwei benachbarten Vektoren sowie Null-Vektoren. Diese geschieht innerhalb einer bestimmten Abtastzeit. Während dieser Zeitspanne wird den Referenz-Zeiger zwei Mal erfasst. Außerdem werden pro Abtast-Periode die Basis-Vektoren für einen bestimmten Zeitraum aktiviert und die übrige restliche Zeit davon entspricht der aktiven Zeit eines der Null-Vektor. Auf dieser Weise wird der Referenz-Zeiger kontinuierlich angenähert. [13, S. 237] [12].

Wie in der Abbildung 3 angezeichnet sind insgesamt acht Spannungsvektoren. Jedem Teilvektor ist einem bestimmten Schaltzustand in Dreier-Bit Kombination zugewiesen. Die höchst- und niedrigstwertige Bits sind jeweils mit dem Zweig A, C verknüpft, während das mittlere sich auf den Zweig B bezieht [8].

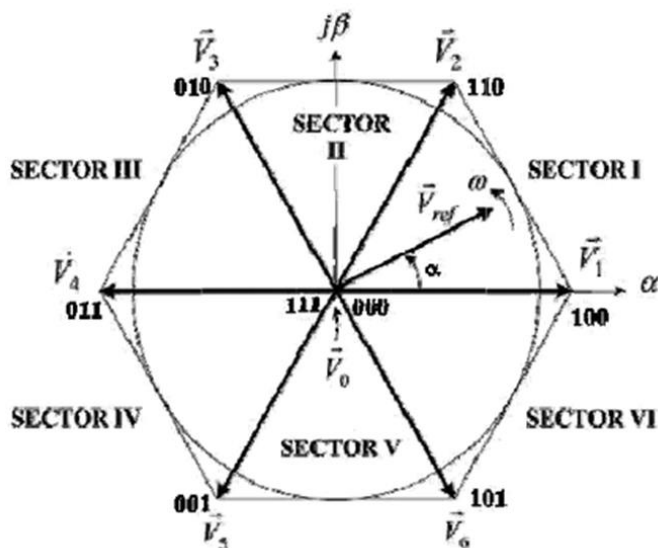


Abbildung 3: Darstellung der Grundspannungsvektoren [1, S. 39]

Bezüglich der Abbildung 2 resultiert daraus insgesamt 8 unterschiedliche binäre Schaltzustände. Die beiden Vektoren mit Schaltzustand $V_0 = 000$ und $V_7 = 111$ sind in diesem Kontext Nullvektoren oder Passive Spannungsvektoren genannt. Die sind für den Betrag des Soll-Zeiger zuständig und stehen in

dem Kreismittelpunkt mit der Länge Null. Je mehr diese Nullvektoren zeitlich aktiv sind umso kleiner ist der Betrag des Referenzvektors v_{ref} . Die andere sechs sind als aktive Vektoren oder Basis-Raumzeiger zu nennen und sind innerhalb des Hexagons um je 60° Winkel-Bereich gleichmäßig verteilt. Die sechs aktiven Vektoren sind für die Richtung des Zeigers zuständig. Ihre gleiche Länge wie in der Tabelle 1 dargestellt beträgt $\frac{2}{3}v_{dc}$ [12]. v_{dc} in diesem Zusammen entspricht der Zwischenkreisspannung wie es auf der 2 dargestellt ist.

Raumzeiger		Schaltzustand	Geschlossene Schalter	Komplexe Schreibweise
Zero vector	V0	[0 0 0]	S4, S6, S2	0
	V7	[1 1 1]	S1, S3, S5	
Aktive Vektoren	V1	[1 0 0]	S1, S6, S2	$V1 = \frac{2}{3}v_{dc} \cdot e^{j0}$
	V2	[1 1 0]	S1, S3, S2	$V2 = \frac{2}{3}v_{dc} \cdot e^{j\frac{1\pi}{3}}$
	V3	[0 1 0]	S4, S3, S2	$V3 = \frac{2}{3}v_{dc} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
	V4	[0 1 1]	S4, S3, S5	$V4 = \frac{2}{3}v_{dc} \cdot e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	V5	[0 0 1]	S4, S6, S5	$V5 = \frac{2}{3}v_{dc} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$
	V6	[1 0 1]	S1, S6, S5	$V6 = \frac{2}{3}v_{dc} \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Tabelle 1: Raumzeiger und deren dreiwertige Korrespondenz mit den beteiligten eingeschalteten Schaltern [1, S. 42]

Allerdings reichen diese Grundspannungsvektoren allein nicht aus, um die Drehmaschine sinusförmig zu kommutieren, denn der Referenzvektor müssen mit beliebigen Winkeln und Beträge stets auf die Maschine geschaltet werden. Für diesen Zweck muss man auf die Technik des PWMs zurückgreifen.

Ausgegangen von einem symmetrischen PWM-Prinzip wird für die Ausgabe oder Nachbildung eines beliebige Soll-Spannungsvektors die halbe PWM-periode in drei Zeitspanne unterteilt. Abhängig vom Sektor, in dem der Referenzvektor aktuell sich befindet, werden sowohl die zwei benachbarte Basis-Vektoren (V_k und V_{k+1}) als auch die beide Nullvektoren (V0 und V7) in einem bestimmten Zyklus und einer bestimmten Reihenfolge aktiviert. Innerhalb eines Sektors wird diesen Raumzeiger mit einer Frequenz f_z abgetastet. Die dauerhafte Abtastung innerhalb jedes Sektors ist in diesem Sinne nötig, um die Position des Zeigers nämlich dessen Winkel und Betrag zu ermitteln. Anhand dieser Informationen wird bestimmt wie lange jeder Zeigervektor aktiviert werden muss [1, S. 47] [12].

Betrachten wir der wie in der Abbildung 3 dargestellte obigen Referenzvektor v_{ref} . Um ihn zu generieren, werden die Grundvektoren V1-V2 sowie Nullvektoren V0 bzw. V7 abwechselnd und zeitlich innerhalb des Sektors 1 aktiviert.

Unter diesem Umstand gilt folgendes:

Die Zeit, in der der Vektor V_0 überwiegt, beträgt $T_0/2$ und die Schalt-Konfiguration entspricht der $[0\ 0\ 0]$. Diese bedeutet, wie schon im Kap 3.2.1 erklärt, dass die drei obere Schalter S_1, S_3, S_5 offen sind. Die Phasen unter diesem Zustand bleiben unbestromt. Es wird gefolgt von T_1 während der Vektor V_1 aktiv und der andere inaktiv liegen. Die dazugehörige Schaltkombination ist hierbei $[1\ 0\ 0]$ und bezüglich der Abbildung 2, bedeutet die Schalter S_1, S_2, S_6 sind geschlossen. Des Weiteren kommt die Zeit T_2 , wenn den Raumzeiger V_2 vorherrscht. Diese entspricht der $[1\ 1\ 0]$ und die Schalter S_1, S_3, S_2 bleiben während dieser Zeitspanne geschlossen. Zuletzt wird wieder für die Zeitspanne $T_0/2$ einen Null-Vektor aktiviert. Allerdings ist dieses Mal V_7 , derer Schaltkombination $[1\ 1\ 1]$ entspricht. Aus der Tabelle 1 bedeutet die drei obere Schalter S_1, S_3, S_5 sind geschlossen. Es ist an dieser Stelle darauf hinzuweisen, dass die halbe PWM-Periode am liebsten mit den anderen Null-Vektor -in diesem Fall V_7 - abgeschlossen werden muss. Am Ende der zweite Halbperiode hingegen muss die wiederum mit den erstmalige Nullvektor V_0 abgeschlossen werden. Dieses ist für die Inverter Schaltung aufgrund der geringere Schaltverluste sehr vorteilhaft [12].

Aufgrund der Symmetrie vom SVPWM lautet die Schaltsequenz während der zweiten Hälfte der Periode $V_2-V_1-V_0$. Der Null-Zeiger V_7 erscheint als Symmetriepunkt. Gleiche Analogie wird in andere Sektoren angewandt. Die folgende Tabelle veranschaulicht die zusammenhängende Schaltsequenzen in Abhängigkeit der Sektoren.

Sektor	Schaltsequenz
1	$V_0-V_1-V_2-V_7-V_2-V_1-V_0$
2	$V_0-V_3-V_2-V_7-V_2-V_3-V_0$
3	$V_0-V_3-V_4-V_7-V_4-V_3-V_0$
4	$V_0-V_5-V_4-V_7-V_4-V_5-V_0$
5	$V_0-V_5-V_6-V_7-V_6-V_5-V_0$
6	$V_0-V_1-V_6-V_7-V_6-V_1-V_0$

Tabelle 2: Schaltsequenz in jedem Sektor

Aus dieser Schaltfolgen ist eben eine festgelegte Einschaltdauer „Switching Time“ von Halbleiterelemente abgeleitet. Dieser hat zur Folge, dass Pulsierende Signale und somit wechselförmige Spannungen bzw. Ströme erzeugt werden.

3.4 Herangehensweise

Neben der Inverter-Schaltung kommt noch ein zweiter Teil. Im generell ist diese als der mathematische Teil zu betrachten, weil seine Implementierung zum großen Teil rechnerisch basiert. Im Grob geht es in diesem Teil um die Erzeugung des Raumzeigers bis die Generierung de Pulsierende Signale. Im generell erfolgt die Modelbasierte Herangehensweise der SVPWM in der folgenden Reihenfolge.

- Festlegung der drei benötigten sinusförmigen Signale
- Umwandlung der drei Signale in der Form von drei Koordinaten System in zwei rotierende Koordinatensysteme durch eine Clark Transformation
- Ermittlung des Referenzvektors sowie der entsprechende Winkel
- Erstellung eines Algorithmus für die Bestimmung des Sektors in dem sich der Zeiger befindet
- Bestimmung der Aktivzeit der Basisvektoren sowie die Schaltzeit der Halbleiterelemente:
- Generierung der Gate-Pulsen mithilfe eines Trägersignals

Festlegung der drei benötigten sinusförmigen Signale

Dieses ist der Startpunkt der Umsetzung. Diese zu erzeugende Grundwelle sind nicht anders als die gewünschte line-to-Ground Ausgangsspannungen welche die elektrische Maschine in Form ein dreidimensionales Koordinatensystem (a, b, c) charakterisieren. Die sind wie folgt definiert. [5, S.62].

$$v_{an}(t) = v_{ref} * \sin(\omega * t) \quad (\text{Gl. 1})$$

$$v_{bn}(t) = v_{ref} * \sin\left(\omega * t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Gl. 2})$$

$$v_{cn}(t) = v_{ref} * \sin\left(\omega * t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{Gl. 3})$$

Die drei Komponente wie aus den obigen Gleichungen sind 120 Grad nebeneinander phasenversetzt und weisen gleiche Amplitude $v_{ref} = 230\text{V}$ auf. In der praktisch lässt sich diese durch ein Signalgenerator realisieren. Softwaremässig kann diese auch durch ein Simulinkblock umgesetzt werden.

Umwandlung der drei Signale in der Form von drei Koordinaten System in zwei rotierende Koordinatensysteme durch Clark-Umwandlung

- Clark & Park Transformation.

Überall da wo man mit Vektorregelung zu tun muss, ist die Clark und Park Transformation sowie ihre Inverse nicht wegzudenken. Wenn die dreiphasigen Spannungen aus den obigen Gleichungen (1), (2), (3) an der dreiphasigen elektrischen Maschine angewendet sind, ergibt sich einen rotierenden Fluss innerhalb der Luftspalt von dreiphasigen Wechselstrommaschine. [5, S. 62]

Dieser zeitliche bewegende Fluss lässt sich in Form eines rotierende Vektor v_{ref} darstellen. Im Generell wird Bei der Clark Transformation ein räumliches Koordinatensystem in ein zweidimensionales Koordinatensystem überführt. In den dreiphasigen Drehmaschinen übersetzt bedeutet das dreidimensionale Koordinatensystem mit ihrer jeweiligen Komponente v_{an}, v_{bn}, v_{cn} je Axe a, b, c wird in ein stationäres zweidimensionales Koordinatensystem übertragen. Das 2D

orthogonale Koordinatensystem besteht wiederum in zwei Komponente v_d und v_q deren jeweilige Axe d und q läutet [2]. Die Umwandlung wird mithilfe eines Übertragungsmatrix überführt. Ausgangspunkt für die Vorgehensweise ist die folgende Gleichung.

$$v_{ref} = \frac{2}{3} [v_{an}(t) + a \cdot v_{bn}(t) + a^2 \cdot v_{cn}(t)] \quad (\text{Gl.4}) \quad [7, \text{S. 1583}]$$

Mit $a = e^{j \cdot 2\pi/3} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot j$ daraus folgt:

$$a^2 = e^{j \cdot 4\pi/3} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot j \quad (\text{Gl. 5})$$

(Gl. 5) in (Gl. 4) eingesetzt

$$\begin{aligned} v_{ref} &= \frac{2}{3} \cdot v_{an}(t) + \frac{2}{3} \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}} \cdot v_{bn}(t) + \frac{2}{3} \cdot e^{j \frac{4\pi}{3}} \cdot v_{cn}(t) \\ &= \frac{2}{3} v_{an}(t) + \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} j \right) v_{bn}(t) + \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} j \right) v_{cn}(t) \\ &= \frac{2}{3} v_{an}(t) - \frac{1}{3} v_{bn}(t) + \frac{\sqrt{3}}{3} v_{bn}(t) \cdot j - \frac{1}{3} v_{cn}(t) - \frac{\sqrt{3}}{3} v_{cn}(t) \cdot j \\ &= \frac{2}{3} v_{an}(t) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{3} v_{bn}(t) - \frac{\sqrt{3}}{3} v_{cn}(t) \right) - \frac{1}{3} v_{bn}(t) - \frac{1}{3} v_{cn}(t) \\ &= \frac{2}{3} v_{an}(t) - \frac{1}{3} v_{bn}(t) - \frac{1}{3} v_{cn}(t) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{3} v_{bn}(t) - \frac{\sqrt{3}}{3} v_{cn}(t) \right) \end{aligned}$$

Aus diesem Ergebnis fällt deutlich auf, dass der resultierende Spannungsvektor aus zwei Anteile besteht. Die sind nämlich der reale Anteil $\frac{2}{3} v_{an}(t) - \frac{1}{3} v_{bn}(t) - \frac{1}{3} v_{cn}(t)$ und der imaginäre Anteil $\left(\frac{\sqrt{3}}{3} v_{bn}(t) - \frac{\sqrt{3}}{3} v_{cn}(t) \right)$

Die entsprechende Rotationsmatrix lautet somit:

$$v_{ref} = \begin{pmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 6})$$

Der Betrag der Referenzvektor ergibt sich somit als

$$|v_{ref}| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (\text{Gl. 7}) \quad \text{und die Formel für den Winkel lautet somit}$$

$$\text{Theta} = \Theta = \tan^{-1} \left(\frac{v_q}{v_d} \right). \quad (\text{Gl. 8})$$

Es ist an dieser Stelle darauf hinzuweisen, dass die beide Teilkomponente (v_q , v_d) von v_{ref} sich sinusförmig mit der Zeit ändern.

Erstellung eines Algorithmus für die Ermittlung des Sektors in dem sich der Zieger befindet

Aus den vorherigen Informationen fällt deutlich auf, dass eine Information über den Sektor notwendig ist. Maßgebend dafür ist der Winkel von v_{ref} innerhalb des Kreises. Der Ansatz erfolgt durch

Ausführung logischer Funktion derer Eingabeparameter der Winkel ist. Im Ausgang wird ein Natürliche Zahl ausgegeben von 1 bis 6, welche jeweils dem Sektor 1 bis 6 entspricht.

Sektor	Winkelbereich
1	$0^\circ < \theta < 60^\circ$
2	$60^\circ < \theta < 120^\circ$
3	$120^\circ < \theta < 180^\circ$
4	$180^\circ < \theta < 240^\circ$
5	$240^\circ < \theta < 300^\circ$
6	$300^\circ < \theta < 360^\circ$

Tabelle 3: Sektor-Ermittlung [1, S. 46]

Bestimmung der Aktivzeit der Basisvektoren sowie die Schalter der Halbleiterbauelemente

Sei T_s die halbe Periodendauer der PWM oder auch die Abtastperiode und T_z die Zeit, bei der einer der Nullvektor angelegt ist.

$$\text{Allgemein gilt } v_{ref} * T_s = T_k * v_k + T_{k+1} * v_{k+1} + T_z * Vz$$

$$v_{ref} * T_s = v_1 * T_1 + v_2 * T_2 + v_z * T_z \text{ und } T_s = T_1 + T_2 + T_z$$

$$v_{ref} * e^{j\alpha} = \frac{2}{3} v_{dc} * T_1 + \frac{2}{3} v_{dc} * e^{j\frac{\pi}{3}} * T_2 + 0 * T_z$$

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{v_{ref}}{v_{dc}} T_s \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{v_{ref}}{v_{dc}} T_s \cdot \sin\left(\theta - \frac{(n-1)\pi}{3}\right). \quad n = 1, 2, \dots, 6 \text{ entspricht der Sektor-Nummer}$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2.$$

Für die vektorielle Darstellung des Spannungsvektors gilt folgender Zusammenhang.

$$v_k = \begin{cases} \frac{2}{3} v_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \text{für } k = 1, 2, 3 \dots 6 \\ 0 & \text{und ist gleich 0 wenn } k = 0, 7 \end{cases}$$

Wie schon mal angedeutet, werden die Halbleiterelemente in der B6-Brücke Schaltung bei jeder Schaltsequenz in einem bestimmten Rhythmus ein- und ausgeschaltet. Die Tabelle 4 veranschaulicht diesen Zusammenhang.

Sektor	Obere Schalter S1, S3, S5	untere Schalter S4 S6 S2
1	S1 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S3 = $T_2 + T_z/2$ S5 = $T_z/2$	S4 = $T_z/2$ S6 = $T_1 + T_z/2$ S2 = $T_1 + T_2 + T_z/2$
2	S1 = $T_1 + T_z/2$ S3 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S5 = $T_z/2$	S4 = $T_2 + T_z/2$ S6 = $T_z/2$ S2 = $T_1 + T_2 + T_z/2$
3	S1 = $T_z/2$ S3 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S5 = $T_2 + T_z/2$	S4 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S6 = $T_z/2$ S2 = $T_1 + T_z/2$
4	S1 = $T_z/2$ S3 = $T_1 + T_z/2$ S4 = $T_1 + T_2 + T_z/2$	S4 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S6 = $T_2 + T_z/2$ S2 = $T_z/2$
5	S1 = $T_2 + T_z/2$ S3 = $T_z/2$ S5 = $T_1 + T_2 + T_z/2$	S4 = $T_1 + T_z/2$ S6 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S2 = $T_z/2$
6	S1 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S3 = $T_z/2$ S5 = $T_1 + T_z/2$	S4 = $T_z/2$ S6 = $T_1 + T_2 + T_z/2$ S2 = $T_2 + T_z/2$

Tabelle 4: Schaltsequenz- und Zeit der Halbleiter innerhalb jedes Sektors. [1, S. 50]

Generierung der Gate-Pulsen mithilfe eines Trägersignals

Diese wird durch einen Unterschwingungsverfahren geschafft. Dabei werden die erzeugten modulierten Signale mit einer Sägeförmige Träger-signale verglichen. Die Periode-Dauer des Träger-Signal entspricht der Schaltperiode der Halbleiterelemente. Infolge dieses Vergleichs ergeben sich die PWM-Signale mit variable Duty-Cycle.

Einer der wichtige Parameter der SVPWM ist der Modulation Index. Darunter wird verstanden in welchem Maß wird die Zwischenkreisspannung ausgenutzt ist. Bezüglich der Abbildung 3 sind zwei Regionen zu unterscheiden. Zum ersten die lineare Modulation-Bereich in dem die Grundwelle-Amplitude mit steigendem Modulation-Index linear ansteigt. Es erstreckt sich in der Intervalle $0 < MI \leq 0.906$. Mathematisch wird der Modulation-Index innerhalb dieses Bereichs wie folgt definiert:

$$MI = \frac{\sqrt{3} \cdot v_{ref}}{v_{dc}}$$

Angenommen die Phase to Ground Spannung in Form ein Six-Step Wave auftritt, ist das

Modulations-index maximal, wenn der Referenzvektor die äußere Kante des Kreises berührt und erreicht somit den Wert $MI = 0.906$. Zum zweiten ist noch die Region oberhalb des lineare Modulation Bereichs. Die heißt Übermodulationsbereich. Es überwiegt, wenn der Wert der Modulation-Index über 0.906 liegt. Innerhalb dieses Übermodulationsbereich ist die Linearität nicht mehr erfüllt [3] [1, S. 45] [13, S. 234]. Bezogen auf der Abbildung 3 betrifft diese der dazwischen liegende Bereich zwischen dem Kreis und der Kante des Hexagons.

4. Resonanz-Inverter

Als einer der wesentliche Bestandteil des Resonanzinverters, besteht einen Schwingkreis hauptsächlich aus einer Induktivität und einer Kapazität. Diese gilt nur im idealen Fall. In der Realität wird das System meist gedämpft und enthält somit einen ohmschen Widerstand bei der Modelldarstellung [19, S382-383]. Durch einen einmaligen oder dauerhaften periodischen Impuls gleicher Intensität wird die Lastseite unter Schwingungen versetzt, deswegen wird das System „Schwingkreis „genannt. Dabei erfolgt einen zeitlichen Energieaustausch zwischen der gespeicherten Energie der Spule und derer Kapazität. Je nach Art der Anregung ergibt sich zwei Arten von Schwingungsverläufe. Zum einen hat man *frei Schwingungen* bei welcher die Lastseite nach einem einmaligen Impuls erstmals schwingt und nach gewisser Zeitdauer, wegen Verluste abklingt. Zum anderen hat man eine *erzwungene Schwingung*. Diese tritt auf, wenn das System von außen periodisch angeregt ist und später unter einer Dauerschwingung unterliegt [16, S382-383]. Als Erreger handelt es sich meist um Spannung- oder Stromquellen welche periodischen Signale zur Verfügung stellen. Je nach der Einrichtung dieser elektrischen Bauteile ist der Parallele und Reihenschwingkreis zu unterscheiden.

4.1 Serienschwingkreis

Bei dieser einer Serienschwingkreis sind die elementaren Bauteile in Reihe nacheinander geschaltet [19, S385]. Im Falle einer erzwungenen Schwingung wird das elektrische Netzwerk nicht einmalig von außen angeregt und später sich selbst überlassen, sondern ihm wird Energie mit gleicher Intensität ständig zugeführt. Das trifft genau den Falls zu, wenn den Schwingkreis mit einer Sinus-Spannung bzw. Stromquelle eingespeist wird. Abhängig von Erreger-Frequenz verhält sich die Schaltung anders. Ein besonderer Frequenzpunkt dabei ist die Resonanzfrequenz. Bei dieser Frequenz heben sich die Blindwiderstände auf und die geschlossene Spannungsquelle liefert nur noch Wirkleistung [16, S. 384]. Unterhalb der Resonanzfrequenz verhält sich die Schaltung kapazitiv, oberhalb dieser Frequenz hingegen induktiv. Bei der Resonanzfrequenz ist die gesamte Impedanz minimalmal und somit den resultierenden Strom maximal [18, S. 68-69]. Darüber hinaus verlaufen der Strom und die Spannung an dem Verbraucher gleichphasig, der als einen ohmschen Verbraucher wirkt. Sei einen einfachen Schwingkreis der durch seine Induktivität L , seine Kapazität C , und ohmsche Widerstand R charakterisiert ist. Sei w_{res} seine Eigenresonanzfrequenz, B_C und B_L seine jeweiligen komplexen Impedanzen von Kapazität und Induktivität.

Unter Resonanzbetrieb gilt folgendes:

$$B_C + B_L = 0 \Leftrightarrow w_{res} \cdot C - \frac{1}{w_{res} \cdot L} = 0$$

mit B_C und B_L die jeweilige Impedanz der Kapazität und Induktivität [20][21].

$$w_{res} \cdot C = \frac{1}{w_{res} \cdot L}$$

$$W_{res}^2 \cdot L \cdot C = 1$$

$$W_{res}^2 = \frac{1}{L \cdot C} \Rightarrow W_{res} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \text{ mit } W_{res} \text{ die Resonanzfrequenz.}$$

$w_{res} = 2 \cdot \pi \cdot f_{res}$ daraus folgt $f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$. Diese Formel ist als Thomson- Formel bezeichnet

[19, S. 384].

Wie es sich aus der Formel zu merken lässt, hängt die Resonanzfrequenz nicht von dem ohmschen Widerstand, sondern nur von der festen Induktivität und Kapazitätswert. Angenommen, dass einen ideale und feste Induktivitätswert vorliegt, bedeutet es für jede Resonanzfrequenz ist einen Kapazitätswert zugeordnet.

Sei die folgende Parametrierung eines Serienschwingkreis derer Parameterwerte lautet: $R1 = 30\Omega$; $L1 = 0.02$; $C1 = 2\mu\text{F}$; $Vs = 9\text{V}$. Dafür gilt folgende Annahmen:

Vernachlässigung des seriellen ohmschen Widerstands der Spule auch unter der Name Gleichstromwiderstand der Spule bekannt.

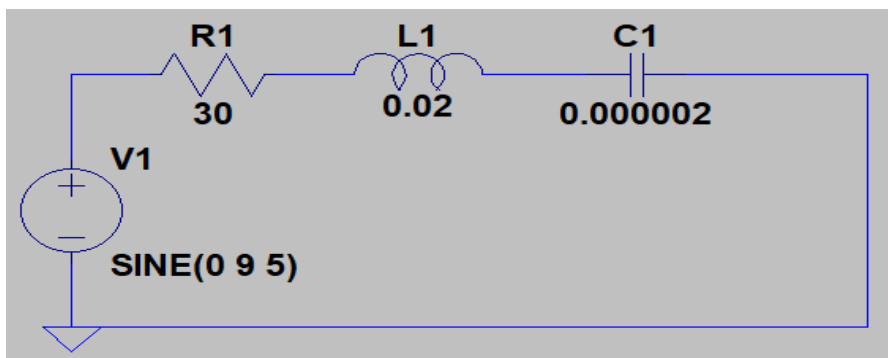


Abbildung 4 : Ersatzschaltung eines Reihenschwingkreis

Der obige Thomsche -Formel zufolge gilt für die Resonanzfrequenzermittlung.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0.02 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}} = 796 \text{ Hz.}$$

Im Resonanzbetrieb heben sich die beiden Reaktanzen auf, sodass die LC - Tank sich wie eine reine Leiter mit 0Ω verhält und der gesamte Strom fällt an dem ohmschen Widerstand. Dadurch fallen unter diesem Umstand sehr größere Spannung am Blindwiderstände ab, welche mehrfacher größer als die Versorgungsspannung ist. Dieses Phänomen heißt Spannungsresonanz [16, S.385].

Bei sehr niedrigen Frequenzen nahe null bis zur Resonanzfrequenz weist die Schaltung ein Kapazitives Verhalten auf. Mit anderen Worten ist die Kapazität innerhalb dieses Bereichs dominant. Allerdings überwiegt den Einfluss der Induktivität, solange die Frequenzen bedingt größer ist als Resonanzfrequenz oder wenn diese gegen unendlich gehen [16, S.386 Bild 7.14]. (siehe Abbildung 5)

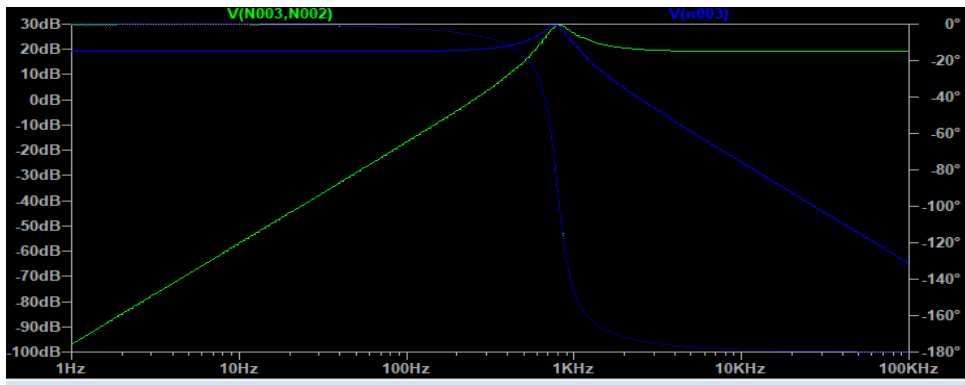


Abbildung 5: Frequenzgang des Reihenschwingkreis. Kapazität in blau und Induktivität in grün dargestellt

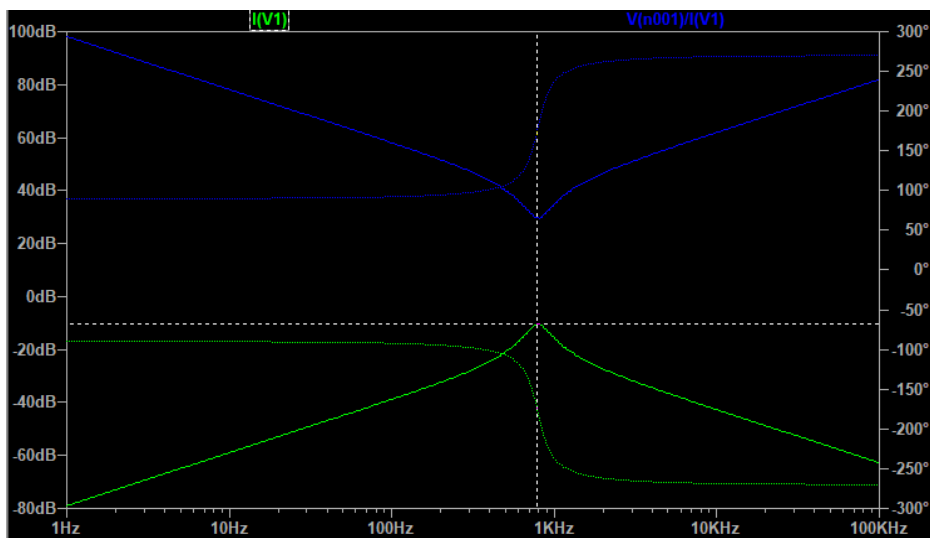


Abbildung 6: Frequenzgang der Strom in grün und Impedanz der Schaltung in blau

Aus diesem Simulationsergebnis auf der Abbildung 19 dargestellt ist ersichtlich, dass der entnommene Strom seinen maximalen Wert bei der Resonanzfrequenz etwa 797 Hz erreicht. Einen Wert von genau -10,34 dB wird abgelesen. Dieser entspricht in Ampere 0.3 und stimmt genau mit der Rechnerische Ergebnis überein. In der Resonanz $I_{res} = \frac{v}{R} = \frac{9v}{30\Omega} = 0.3A$. Was die Impedanz angeht, ist einen Betrag von 29.54 dB bei derselber Frequenz abzulesen, welcher dem Wert 29.99 Ω entspricht. Rechnerisch entspricht dieser dem ohmschen Widerstand $R = 30\Omega$ und ist fast gleich mit dem empirische Wert 29.99 Ω .

4.2 Funktionsprinzip eines einphasigen Resonanz-Inverters

Ähnlich wie beim SVPWM enthält der Schwingkreiswechselrichter eine B6-Brücke Einheit, welche die Ausgangsspannung für die Last bereitstellt. Diese Brücke-Schaltung bildet den Kern des Resonanzinverters. Ausgegangen von der auf der Abbildung 7 dargestellte Brücke-Schaltung kommt einen einphasigen Wechselrichter Zustande dadurch, dass man einen Kondensator in Reihe oder in

Parallel zu der Last schaltet. Falls es eine ohmsch-induktive Last im Einsatz kommt, welche am häufigsten der Fall ist, dann bildet das Ganze je nach dem Aufbau und der Art der Quelle eine Serien- oder Parallelschwingkreiswechselrichter [21, S. 235].

Im Falle eine in Reihe mit dem Brücke-Zweig geschaltete Kondensator, spricht man von einem Betrieb mit eingprägter Gleichspannung. Dabei wird die Schaltung von einer Gleichspannung versorgt.

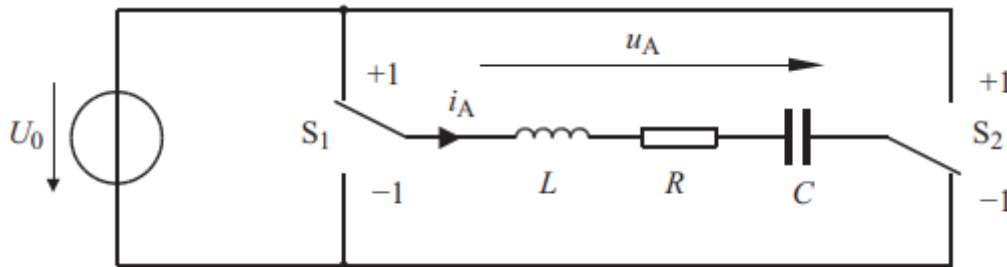


Abbildung 7: Ersatzschaltbild eines einphasigen Wechselrichters mit eingprägter Gleichspannung. [10, S 236]

Wenn der Schaltung ein Impuls einmalig zugeführt wird, dann unterliegt ihr eine freie Schwingung der Spannung auch des Stroms. (Siehe Abbildung 24, roter Verlauf)

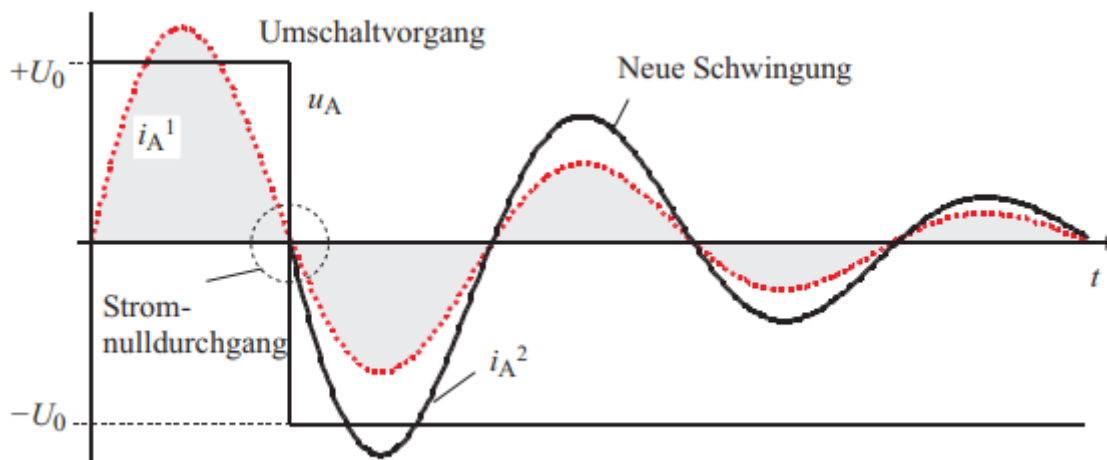


Abbildung 8: Frei Schwingung des Stroms in einer Serienwechselrichterschaltung. [21, S. 236]

Aus dieser Abbildung ist deutlich einzusehen, dass genau im Stromnullgang eine weitere neue Stromschwingung i_A^2 nach einer halben Schwingung erzeugt wird. Damit eine dauerhafte nahezu sinusförmige Laststrom auftritt müssen die Schaltzyklus von S_1 und S_2 sehr schnell wie möglich sein. Für einen möglichst verlustfreien Betrieb muss die Schalthandlung genau im Stromnulldurchgang geschehen. Weil kein System praktisch ideal ist, ist mit stetigen um Betriebsresonanzfrequenz schwankenden Frequenzen zu rechnen. Frequenzanteile rum der Resonanzfrequenz sind aus diesem Grund zu erwarten. Daraus ergibt sich eine Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom welche wie in (Kapitel 4.1) zur zwei betriebsarten führt. Zum einen liegt einen kapazitiven Betrieb vor, wenn

die Spannung dem Strom nacheilt. Das trifft den Falls zu, wenn die Schaltfrequenz beding größer ist als Resonanzfrequenz [15, S2]. Zum anderen Fall überwiegt das induktive Verhalten. Das ist nämlich der Fall, wenn die Spannung dem Strom voreilt (siehe Kapitel 4.1).

Außer dem mit Gleichspannung eingprägtem Resonanzwechselrichter gibt es noch den Gleichstrom eingprägte Variante. Im Gegensatz zum Serienwechselrichter wird diese mit einer Stromquelle versorgt. Darüber hinaus wird die Kapazität eher mit der ohmsche-induktive Last parallelgeschaltet. (Siehe Abbildung 9)

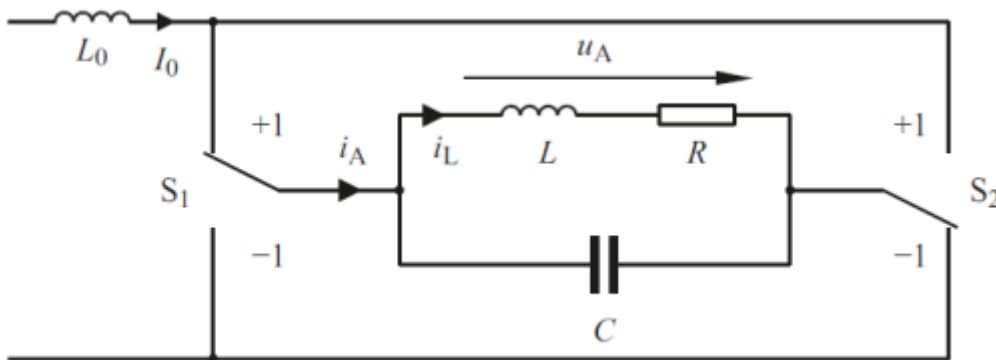


Abbildung 9: Ersatzschaltbild eines einphasigen Wechselrichters mit eingprägtem Gleichstrom. [21, S39]

Im Grob funktioniert die Schaltung in ähnlicher Weise wie bei der Reihenwechselrichter. Dabei wird nicht die Spannung hin und her geschaltet, sondern der Strom. Wie in der Abbildung 26 dargestellt erfolgt das Umschalten idealerweise im Spannungsnulldurchgang. Diese hat eine erneute Schwingung $u_A^{(2)}$ der Spannung zur Folge. Bei periodischer Wiederholung des Schaltvorgangs wird näherungsweise eine Sinusspannung geschafft.

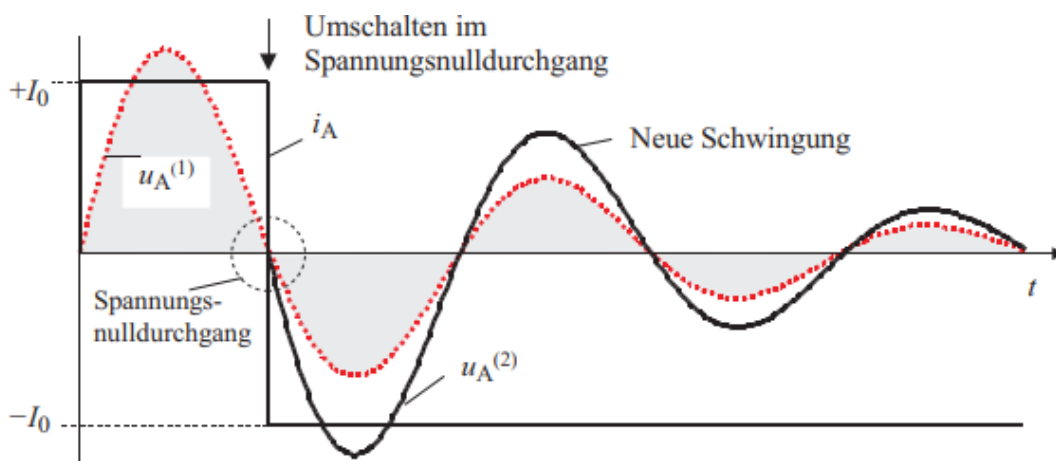


Abbildung 10: Frei Schwingung der Strom in einer Parallelwechselrichterschaltung. [21, S.39]

4.3 Funktionsprinzip- und Aufbau eines dreiphasigen Resonanz-Inverters

Neben der B6 – Brücke bildet der Resonanzkreis wie bereits angedeutet der Kern einer Schwingkreiswechselrichter. Angenommen, dass die ohmsche-induktive Einheit die Lastseite darstellt, wird der Serienresonanzinverter geschaffen, indem man zwischen jedem Brückenweig und der Last eine zusätzliche Kapazität in Serien hinzuschaltet. Die ohmsche-induktive Last könnte in diesem Sinn eine elektrische Maschine sein wie Beispielsweise ein BLDC-Motor [15, S. 2].

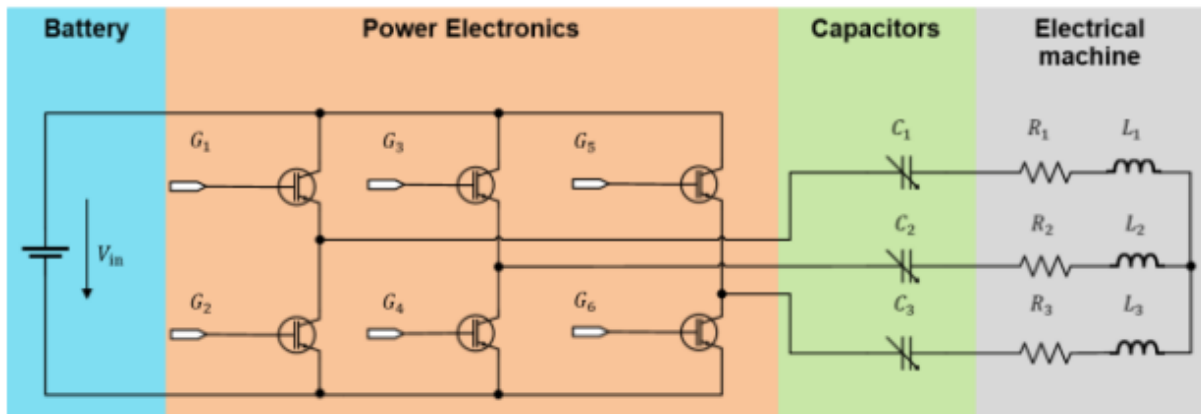


Abbildung 11: Ersatzschaltbild eines dreiphasigen Serien-Resonanzinverter-Topologie [15]

Prinzipiell ist das Funktionsprinzip der dreiphasigen Serien-Wechselrichter gleich mit der einphasigen Ausführung bei welcher zwei Schalter periodisch geschaltet werden (siehe Abbildung 7). Die Schaltung wird unter seiner Resonanzfrequenz betrieben. Angenommen die Parameter der induktiven Last sei zeitlich fest, lässt sich aus der Thomson-Gleichung- $f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}$ -deutlich einsehen, dass jeder gezielte Resonanzfrequenz einem bestimmten Kapazitätswert zugeordnet ist. Es gilt somit $C_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot L_1}$. In diesem Zusammenhang lässt sich nachvollziehen, dass in niedrigen Frequenzbereich große Kapazitäten benötigt wird.

Die technische Eigenschaft der dreiphasigen Serien-Wechselrichter ist genauso ähnlich wie die bereits betrachtete Serienschwingkreis. Was das Gütefaktor angeht, ist ein Maß der periodischen Energieverlust gemeint. Mathematisch ausgedrückt wird es durch die Formel $Q_{res} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{w_{res}}{E_{res,loss}}$ bestimmt. w_{res} hat dabei die Bedeutung der Energiezustand am Anfang der Periode-Dauer und $E_{res,loss}$ die in Wärme umgewandelte Energie während dieser Zeitspanne [15, S 2]. Bezogen auf dieser Formel, lässt sich erkennen, dass je höher die Kreislänge, desto weniger Verlustenergie wird in Wärme umgewandelt. Um diese zu erreichen ist ein kleine Kapazitätswert sinnvoll zu wählen. Angenommen die Last sei ein einphasiger Motor. Bezüglich der Abbildung 11 liegt noch auf jeder Phase eine zusätzliche Spannung, welche durch die Rotation des Ankers hervorgerufen wird. Diese wird als Gegenspannung oder induzierte Spannung bezeichnet und ist gegen die angelegte Spannung gerichtet [11, S. 127]. Der englische Fachbegriff lautet BEMF. Diese Gegenspannung wirkt sich auf die

Ausgangsspannung sowohl auf seine Form als auch auf seine Amplitude aus. Je nach Art der Ansteuerung und der Bauart von Rotorspule sind zwei Arten von BEMF bezüglich der Form zu unterscheiden. Die sind nämlich sinusförmige BEMF und trapezoidale BEMF. Die sinusförmige BEMF kommt überwiegend in FOC-Anwendungsfälle vor. Das ist typisch bei PMSM der Fall. Aufgrund der Formgebung der Polschuhe und der Block-Kommutierung, die in BLDC-Motor in der Regel implementiert wird, weist der BLDC-Motor in meisten Fälle eine trapezförmige BEMF auf [12].

Der mathematische Ausdruck der Induzierten Spannung lautet:

$$v_{BEMF} = w_m \cdot k_m \cdot \cos(\theta + \phi).$$

Dabei entspricht w_m der Rotorgeschwindigkeit, k_m der Motorkonstante, θ dem vom Rotor zurückgelegten Winkel und ϕ der Phaseverschiebungswinkel [15, S 4]. Aus diesem Zusammenhang ist festzustellen, dass die Amplitude der induzierten Spannung von der Rotordrehzahl stark abhängig ist. Betrachtet man die obigen dargestellte Ersatzschaltbild (Abbildung 11) würde dementsprechend an der Lastseite die induzierte Spannung je Strang dazu abfallen. Auf diesem Grund liegt an jeder Phase eine Spannung $v_m = v_{R_i} + v_{L_i} + v_{B_i}$. Dabei entsprechen Spannungen v_{R_i} , v_{L_i} , v_{B_i} jeweils der Spannung an dem ohmschen Widerstand, der Induktivität und der induzierten Spannung. Die Phasenspannung wird somit um v_{B_i} erhöht.

Die auf der Abbildung 11 dargestellte „Electrical machine“ entspricht einem BLDC-Motor, welcher sich durch seinen mathematischen Model leicht nachvollziehen lässt. In Einfachheit halber handelt es sich um eine dreiphasige Maschine, bei der jeden Phase aus einem ohmschen Widerstand, einer Induktivität und einem zusätzlichen induzierten Spannungsanteil besteht. [24 S.129]. Bei jedem Kommutierungsvorgang -welcher in jeder (60/P) Grad Winkel geschieht- werden nur zwei Schalter zugeschlossen und der Strom fließt über zwei Phase [24][25]. Das gleiche an den dreiphasigen Resonanzinverter übertragen, bedeutet auf der Abbildung 28 dargestellte Ersatzschaltbild kommt noch eine zusätzliche induzierte Spannung hinzu.

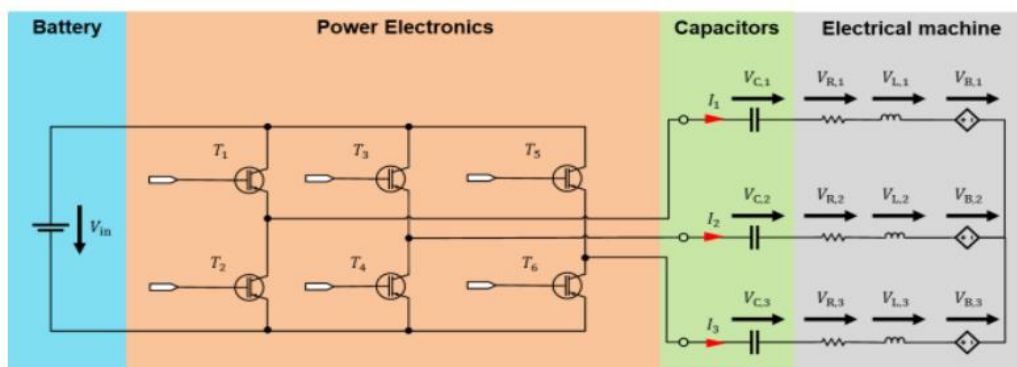


Abbildung 12: Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Resonanzinvertertopologie mit einem BLDC-Motor als Last [15]

Angenommen die Gegeninduktivität zwischen den Phasen wären vernachlässigt, lautet die Strangspannungen wie folgendes:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_3} \end{bmatrix} \int \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{B,1} \\ v_{B,2} \\ v_{B,3} \end{bmatrix}$$

[15]

5. Simulationsdurchführung und Auswertung der Leitungsgeführten Störgrößen

5.1 Allgemeine Einschränkungen und Festlegungen

Bevor wir mit der Durchführung der Simulationen starten, ist besonders wichtig auf Paar Sache hinzuweisen. Zum ersten ist die Plausibilität bei SVPWM aufgrund der mangelnde Regelungseinheit nicht erreicht. Diese hat zur Folge, dass eine mechanische Leistung nicht messbar. Diese Problematik liegt bei den Resonanzinverter nicht vor. Allerdings gilt die Plausibilität dabei nur bis zu einer bestimmten elektrischen Frequenz. Diese bedeutet, dass eine vernünftige Messung der mechanischen Leistung nur bis dieser Frequenzpunkt nachvollziehen ist. Aus diesen genannten Tatsachen ist eine Betrachtung des Lastsystems lediglich auf den elektrischen Aspekt bevorzugt. Im Laufe der Arbeit wird deshalb der Vergleich auf die Betriebsfrequenz 50,100,150 und 200 Hz durchgeführt.

5.2 Herangehensweise der Entwicklung

Das Frequenzregler-Model, welches auf Basis von Resonanzinverter entwickelt worden ist, gilt als Referenz. Dieses bedeutet, dass der Entwurf von SVPWM-Model sich von Resonanz-Model ableiten lässt. Es erfolgt durch eine gezielte Umrüstung Resonanzkreisinverter-Model. Diese bedeutet das die verwendete Bauelemente sowie den Motor und deren Parameter im beiden Fällen identisch sind. Was den Resonanzwechselrichter angeht ist für jede Resonanzbetriebsfrequenz -wie bei obige Thomsche Formel beschrieben- ein bestimmter Kapazitätswert festgelegt. Das bedeutet die Durchführung einer Simulationseinheit auf eine bestimmte Resonanzfrequenz muss erst nach dem Umschalten auf den dazugehörige Kapazitätswert getan werden. Ohne diese ist mit eventuellen falschen Ergebnissen zu rechnen. Bei SVPWM beträgt die ausgewählte Schaltfrequenz 10 KHz.

Die Simulationen werden nacheinander unter steigenden Betriebsfrequenzen 50,100,150,200, durchgeführt. Die Mittels der obigen Formel ermittelten Kapazitätswerte sind in folgende Tabelle enthalten. Hinweise: der Kapazitätswert wird bezüglich der Induktivität von der d-Axe $L_d = 7.1\text{mH}$

bestimmt. Die folgende Tabelle zeigt den entsprechenden Kapazitätswert in Abhängigkeit der Betriebsfrequenz.

Betriebsfrequenz [Hz]	Kapazitätswert [F]
50	1.427e-3
100	361.86e-6
150	158.5621e-6
200	89.19e-6

Tabelle 5: Entsprechende Resonanzkapazitätswerte

Die Parameterwerte für den BLDC-Motor sind in folgender Tabelle zu entnehmen.

Vdc [V]	400
Art der Windungsschaltung	Stern
Form der Back EMF	Perfect trapezoid (maximum rotor-induced back EMF)
Polpaarzahl	8
Motor Konstante Km [v/rpm]	120/1000
Induktivität der d- Axe Ld [mH]	7.1
Induktivität der q- Axe Lq [mH]	8.3
Ohmscher Widerstand der Stator-Phase [Ω]	1.63
Masseträgheit des Rotors [kg.m ²]	0.1
Eingangsmoment [N.m]	0
Dämpfung des Rotors [N*m/(rad/s)]	0

Tabelle 6: Parameter des BLDC-Motors

5.3 Simulationsdurchführung von SVPWM bei 150Hz mit steigenden Modulation-Index
Zum Allerersten analysieren wir das Verhalten der SVPWM bei steigende Modulation-Index mit der festgelegte soll-Frequenz 150Hz.

Der Abbildung unten (Nummer) Zuzolge ist eine bemerkenswerte Unabhängigkeit der Line to Erd Spannung von dem Modulation-Index direkt zu sehen. Das ist völlig nachvollziehbar, weil das Modulation-Index nicht diese Spannung- $(2/3) * V_{dc}$ - beeinflusst, sondern nur derer Grundwelle-Amplitude [3][12].

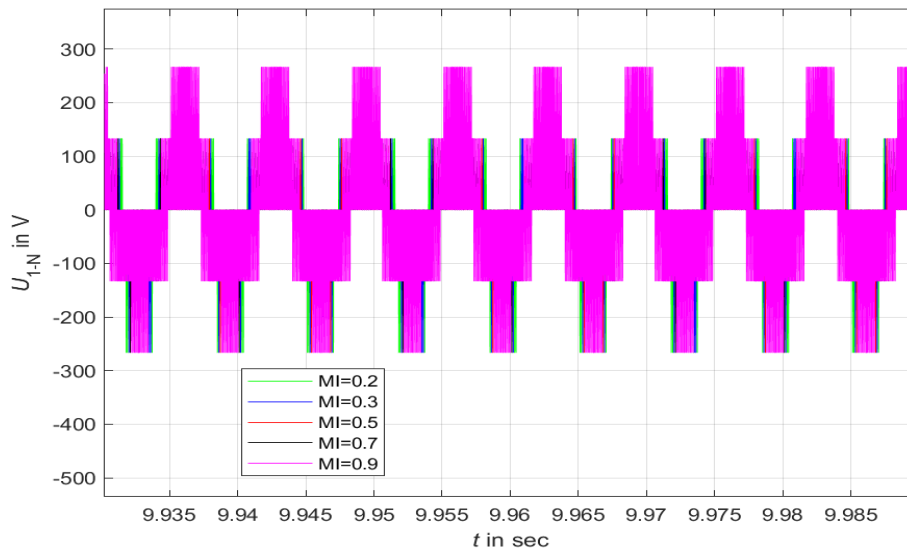


Abbildung 13: Line to Ground Spannung bei steigendem MI

Allerdings ist wie auf der folgenden Abbildung verdeutlicht, eine Zunahme der Strom-Amplitude mit steigenden Modulation-Index zu beobachten.

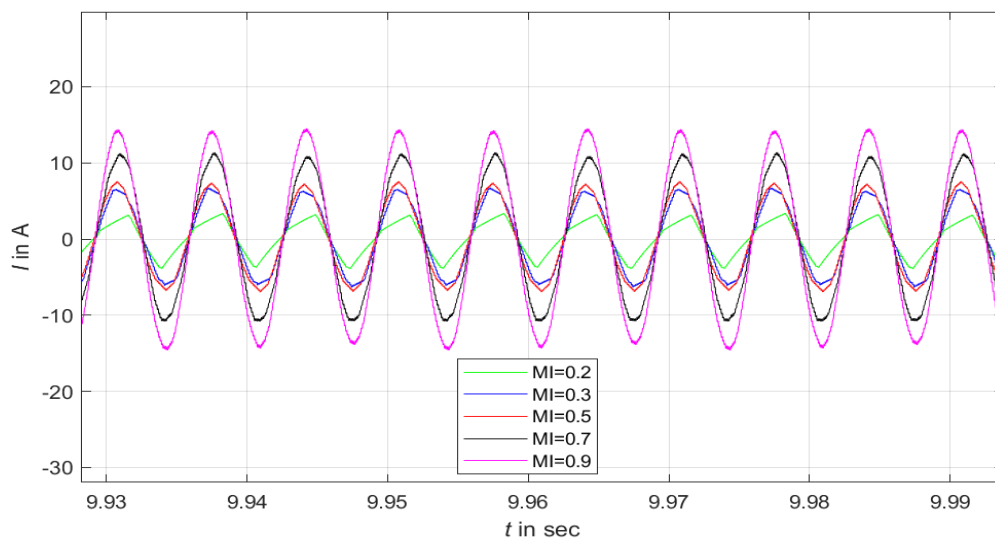


Abbildung 14: Stromamplitude bei steigendem Modulation-Index

Des Weiteren je höher das Modulation-Index, umso größer und sinusförmiger wird der Wechselstrom. Noch zu bemerken ist die Anwesenheit der Rippe auf die Ströme.

Die Amplitude der Grundwelle sowie die thd-Werte der Leiter-to-Erd-Spannung wird wie folgt in der Tabelle 7 dargestellt:

MI	Grundwelle-Amplitude[V]	Thd [dB]
0.2	23.25	-6.005
0.3	43.55	-16.50
0.5	48.63	-19.87
0.7	76.06	-21.67
0.9	97.66	-26.01

Tabelle 7: Grundwelle-Amplitude der Leiter-to-Erd-Spannung bei steigenden MI und derer thd-Werte

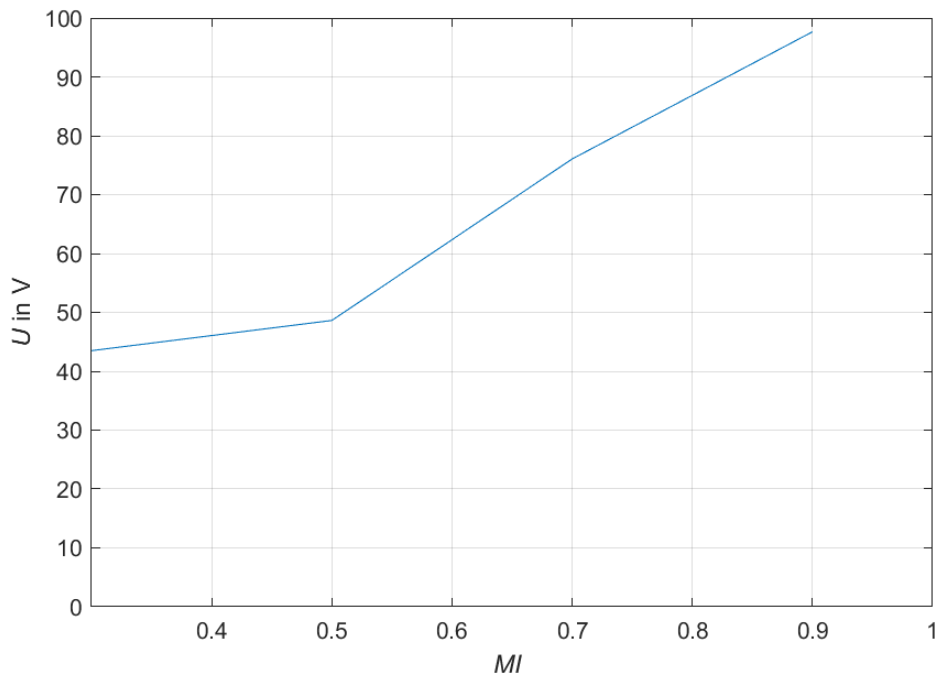


Abbildung 15: Verlauf der Grundwelle-Amplitude von Leiter-Erd-Spannung mit steigendem Modulationsindex

Die Linearität gilt erst ab dem MI = 0.5. Erstaunlicherweise ist der mathematische Zusammenhang zwischen Grundwelle-Amplitude der Leiter-Erd-Spannung und Modulation-Index nicht erfüllt:

$$v_n = \frac{2}{3} \cdot MI \cdot v_{dc} \text{ [3, Gl.14].}$$

Auf dieser Weise rechnet man für maximale Modulation-Index 0.90 mit einem Wert von $v_n = 241V$. Diese beträgt laut der Simulationsergebnisse erst 97.66V. Allerdings beträgt die Grundwelle-Amplitude 246V, wenn man die MI= 3.625 einstellt. Diese würde nur zwar theoretisch gelten, weil der Wert von v_{ref} sich um einen gewünschten Faktor ändern lässt. Diese wäre aber praktisch nicht machbar, weil das MI bis zum Über-Modulationsbereich 1.21 erreichbar ist [3]. Die Oberschwingungsgehalt sinkt mit zunehmende Modulation-Index.

Ein des weiteren Problem bei SVPWM ist die Dynamik der Last. Egal bei welcher voreingestellten elektrische Drehfrequenz bewegt sich der Motor nur kurz obwohl die erwartete Motorspannung

erzeugt wird. Der maximale erreichte mechanische Winkel beträgt circa -10 Grad (siehe Abbildung 17) Bezüglich der Tabelle 3 bedeutet, dass der Motor sich nur in dem sechsten Sektor befindet und hat sich am ganz Anfang nur kurz in der entgegengesetzten Richtung bewegt und bleibt bei -10 Grad stehen (siehe Abbildung 16). Man kann vermuten, dass der eventuelle Grund dafür liegt entweder an der Kommutierungslogik oder an der Motorparameter.

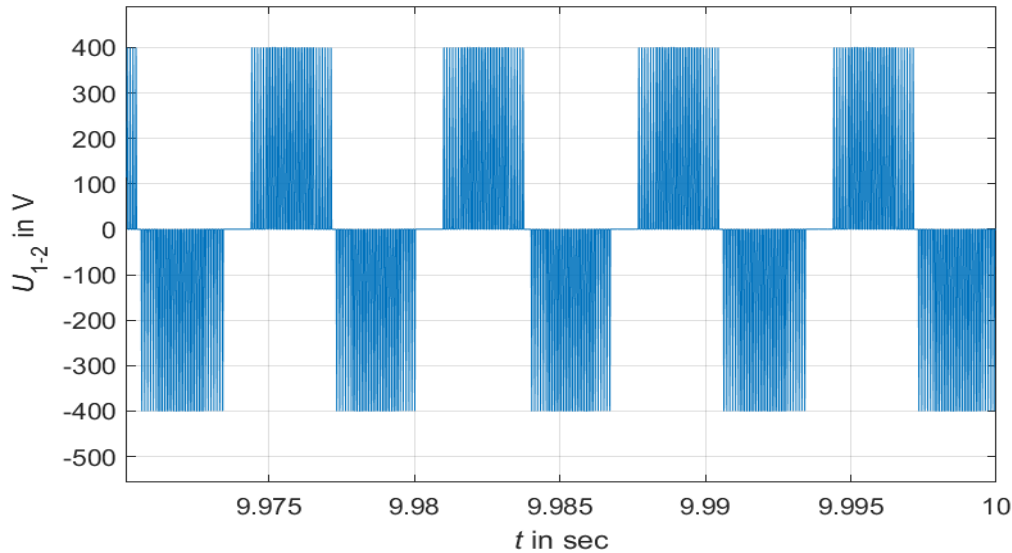


Abbildung 16: Motorphase bei Frequenz 150 Hz in SVPWM-Inverter

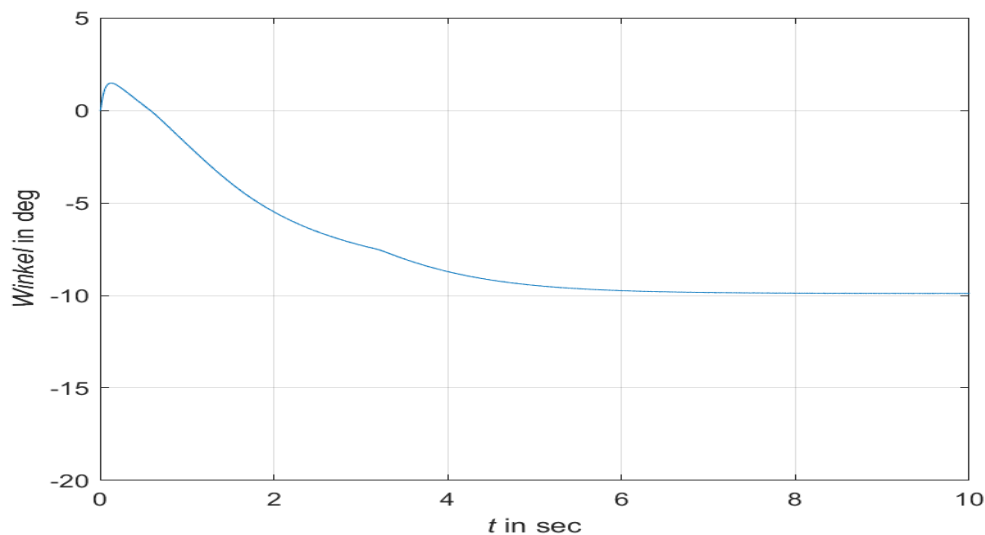


Abbildung 17: Verlauf des Motor-Winkels bei elektrische Frequenz 150 Hz

Obwohl die Plausibilität Drehzahl-elektrische Frequenz beim SVPWM nicht übereinstimmt, liefert der SVPWM-Model der eingestellte Sollwert der elektrischen Frequenz. Je höher die eingestellte elektrische Frequenz, desto kleiner wird die Strom Amplitude. Die Spannungen Amplituden bleiben hingegen erhalten egal unter welcher Frequenz sie betrieben sind. (siehe Abbildung 18 unten)

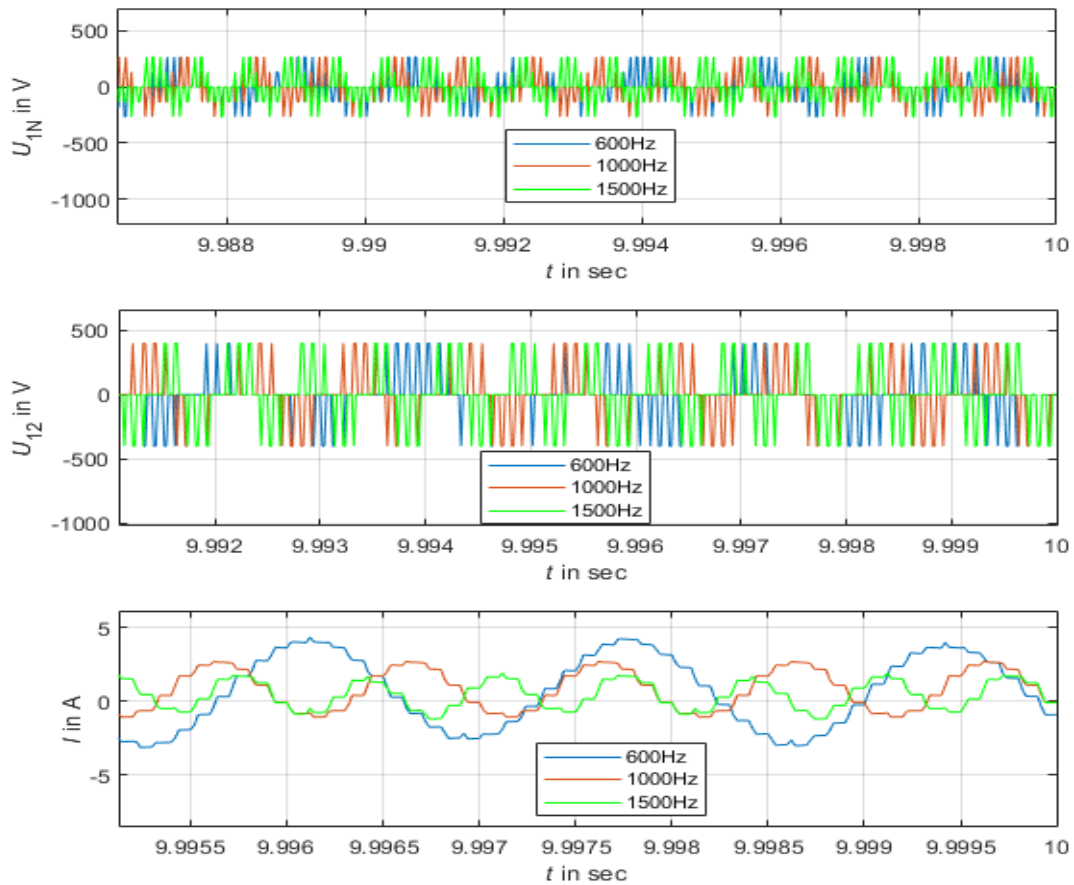


Abbildung 18: Verlauf der leitungsgeführte Störgröße im SVPWM-Inverter bei verschiedenen Frequenzen 600 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz. Phase to Erde Spannung oben, verkettete Spannung Mitte, Phase Strom unten.

5.4 Simulationsdurchführung von Resonanz-Inverter bei 150 Hz

Die Analyse der Kapazität-Spannung ist relevant, weil es entscheidend für das Verhalten andere Größe ist. Die aufgenommenen Messdaten auf der Abbildung 19 zeigt eine schlagartige Steigerung der Kondensatorspannung ab 5s. Ab diesem Moment fängt schon die Resonanzwirkung an. Sie betragen davor nahezu 0 V, weil die noch nicht zugeschaltet worden sind.

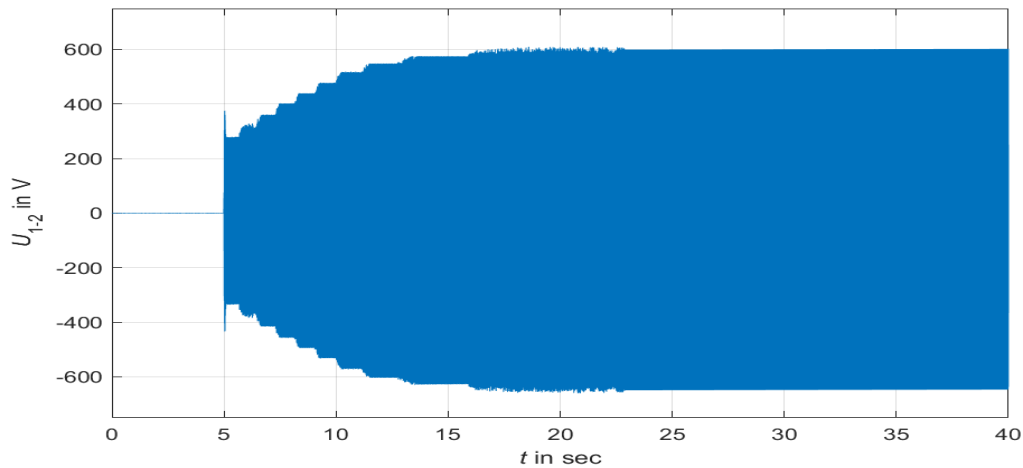


Abbildung 19: Kapazität-Spannung an einer Phase bei 150 Hz

Des Weiteren ist ein kurzzeitiger Einschwingvorgang von circa 10 s zu beobachten, bei dem die Spannung zeitlich steigt. Ab circa 20 s stellt sich ein stationärer Zustand ein.

Die anderen leitungsgeführten Größen weisen demnach ähnliche Verläufe wie bei den Kondensatoren auf. Die Abbildung 20 verdeutlicht die Aussage.

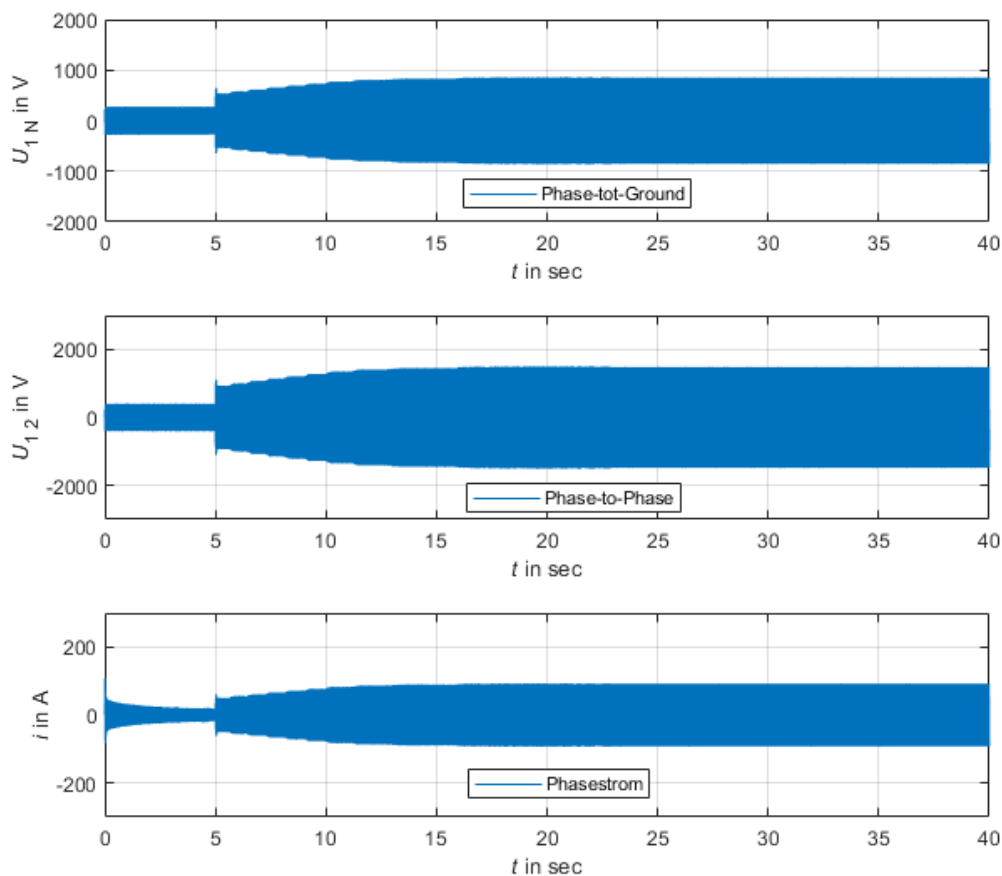


Abbildung 20: Verläufe der leitungsgeführten Größen bei Resonanz-Inverter bei Betriebsfrequenz 150 Hz. Phase to Erde Spannung oben; verkettete Spannung in Mitte; Phase-Strom unten.

Aus der obigen dargestellten Abbildung lässt sich wie in Kapitel (Serien-Schwingkreis) angedeutet eine Spannungsüberhöhung ab 5s merken. Die Leiter to Erd- und verkette Spannung verhalten sich genauso ähnlich wie bei SVPWM in den ersten 5 Sekunden, weil die Resonanz noch nicht stattgefunden hat. Ab 5s springt die Line-to Ground Spannung von circa 266 V bis zur etwa 800 V in stationären Zustand während die Phase to Phase Spannung im gleichen Zustand circa 1500V Amplitude erreicht. Darüber hinaus weist der Phase-Strom ähnlichen Verlauf auf. Im stationären Zustand ist dabei Ströme-Amplitude von etwa 85A abzulesen, während es bei SVPWM-Inverter unter MI 0.90, Amplitude-Wert von etwa 500A zu registrieren ist (siehe Abbildung 21)

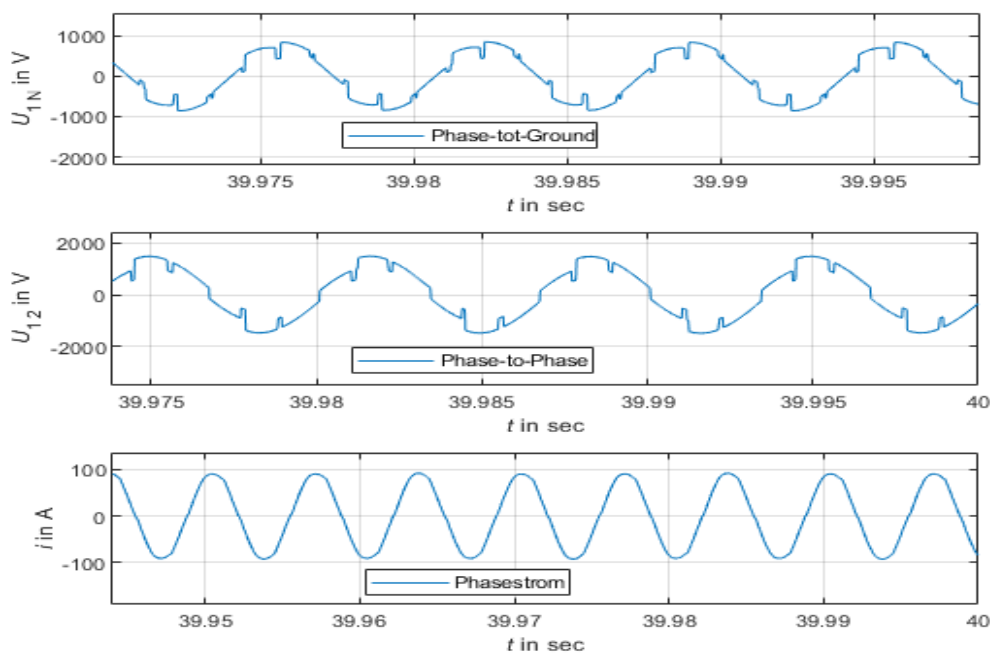


Abbildung 21: Verläufe der Störgröße in stationären Zustand bei 150 Hz. Phase to Erde Spannung oben, verkette Spannung Mitte, Phase Strom unten

Noch interessant ist die begrenzte Plausibilität bei Schwingkreis-Inverter. Auf der Abbildung 22 ist festzustellen, dass die gewünschte Soll-Frequenz Oberhalb der Frequenz 210 Hz nicht mehr erreicht wird und führt somit zu keiner Erfüllung der Plausibilität zwischen Drehzahl und elektrische Frequenz.

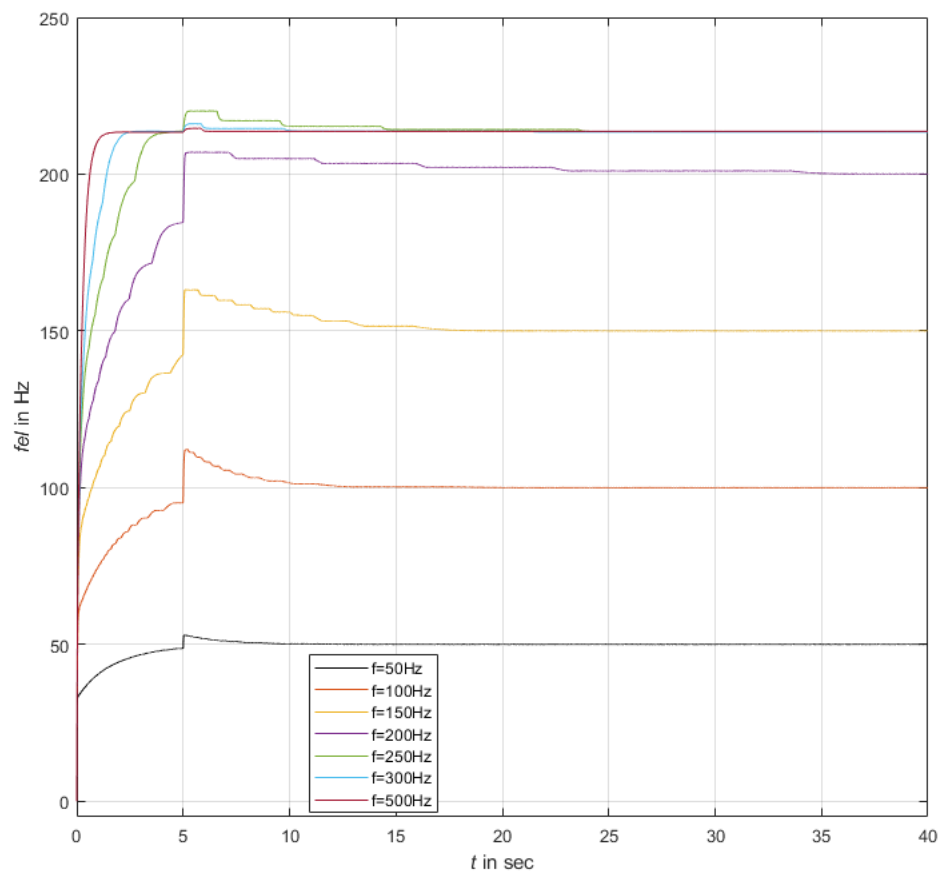


Abbildung 22: Ist-Werte der eingestellten elektrischen Frequenzen für Resonanz-Inverter Model.

5.5 Vergleich der beide Inverter-Topologie in Hinsicht auf der elektrischen Leistung

Es ist besonders wichtig, den Leistungsfluss von der Versorgung bis zur Last zu analysieren. Nach einer Auswertung der Messdaten in Matlab lässt sich die Ergebnisse auf der folgenden Tabelle beobachten. Weil die beiden Inverter durch gleiche Spannung Quelle von 400 V versorgt ist, bleibt der gepulste Strom der Quelle der einzigen veränderten Größe, die für die Leistung maßgebend ist. Dank der Resonanz, die genau im 5s geschieht, wächst der Quellestrom bis zu etwa 85 A in stationären Zustand. das ist etwa 6-mal so groß wie bei der SVPWM. Diese hat zur Folge, dass die vom Inverter gelieferte Scheinleistung besonders groß bei Resonanz Inverter als bei SVPWM. (Siehe Abbildung 23)

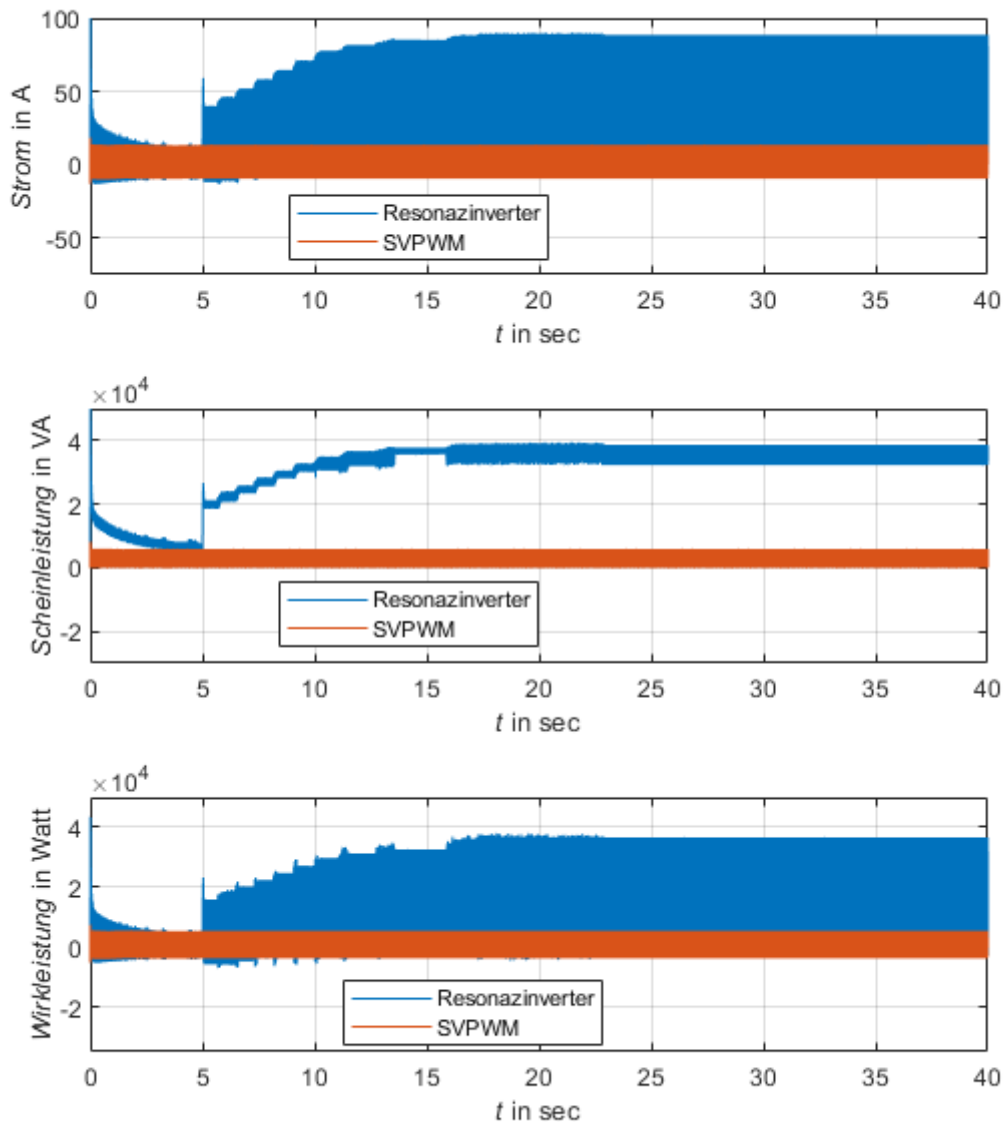


Abbildung 23: gepulste Ströme oben, Scheinleistung des Inverters Mitte, Wirkleistung am Motor unten

Der Effektivwert der Inverter-Scheinleistung beträgt ungefähr 33 203 VA bei dem Schwingkreis-Wechselrichter, während es bei SVPWM etwa 3 334 VA beträgt. Diese entspricht einem Verhältnis von nahezu 10. Dieses ist deutlich nachvollziehbar, denn den gepulsten Strom der Quelle im Resonanzwechselrichter ist etwa 6-facher größer als beim SVPWM. Des Weiteren weist der Motor-Eingang beim Resonanzwechselrichter hohe Wirkleistung auf, deren Effektivwert etwa 20664 W ergibt. Im Vergleich zum SVPWM Inverter ist es 13-facher größer, denn die nur 1561 W beträgt.

6 Analyse und Vergleich der leitungsgeführte Störgröße im Zeitbereich
 Nun wird den Simulative Vergleich der beiden Inverter bei steigenden Frequenzen jeweils 50,100,200Hz durchgeführt. Der SVPWM-Betrieb mit maximalem Modulations-Index 0.906 wird im Laufe der simulative Tätigkeiten bevorzugt. Die Simulationsergebnisse werden im Stationäre Phase dargestellt ab rum 35 bis 40s.

6.1 Verkette Spannung bei 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz

Aus der folgende dargestellte Simulationsergebnisse auf der Abbildung 24, ist festzustellen, dass sowohl die 400 V Amplitude als auch der ständige rechteckförmige Signal-Form der verkette Spannung bei der SVPWM identisch bleibt. Allerdings verhält sich die Resonanzinverter bei steigenden Frequenzen verschieden. Bei steigenden Frequenzen wachsen derer Amplitude und erreichen jeweils 836, 1200 und 1438 V. Noch interessanter ist die Signal-Form bei Serienwechselrichter, die bei wachsenden Frequenzen eine reine sinusoidale Kurve annähert.

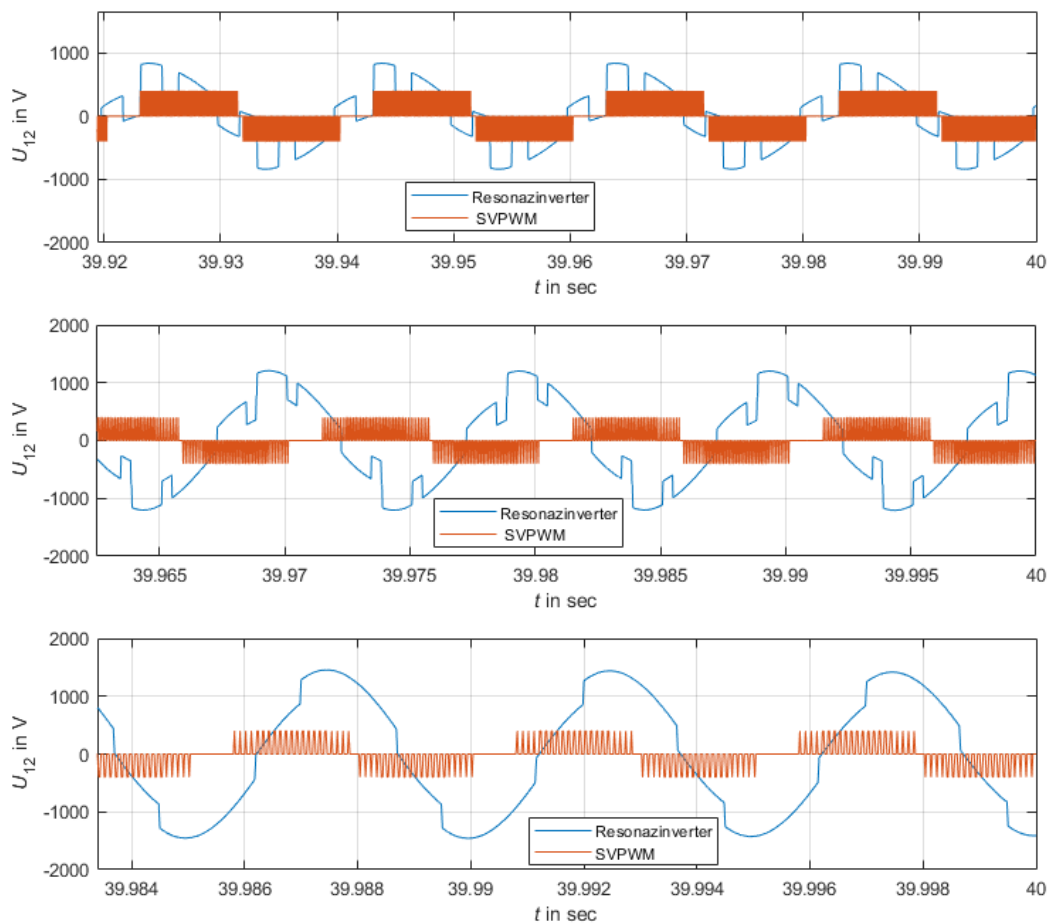


Abbildung 24: Verkette Spannung bei steigende Frequenzen 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten

6.2 Phase-to-Erd-Spannungen bei 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz

Bezüglich der Leiter-Erde-Spannung weisen die beide Inverter-Arten ähnliches Verhalten auf wie bei der vorherigen Auswertung. Trotz der Änderung der Betriebsfrequenz bleibt die Spannungsamplitude $(2/3) \cdot V_{dc}$ bei SVPWM unverändert. Obwohl die Signalform bei wachsenden Frequenzen ebenso identisch bleibt, merkt man eine frequenzabhängige Signal-Dichte dabei welche mit steigenden Frequenzen geringer wird. Bei Resonanz-Inverter hingegen beobachtet man gleichen Ereignissen wie vorher. Die Spannung-Amplituden nehmen bei wachsenden Frequenzen zu. Sie betragen nämlich etwa 500 V, 700 V und 800 V für jeweils 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz (siehe Abbildung 25).

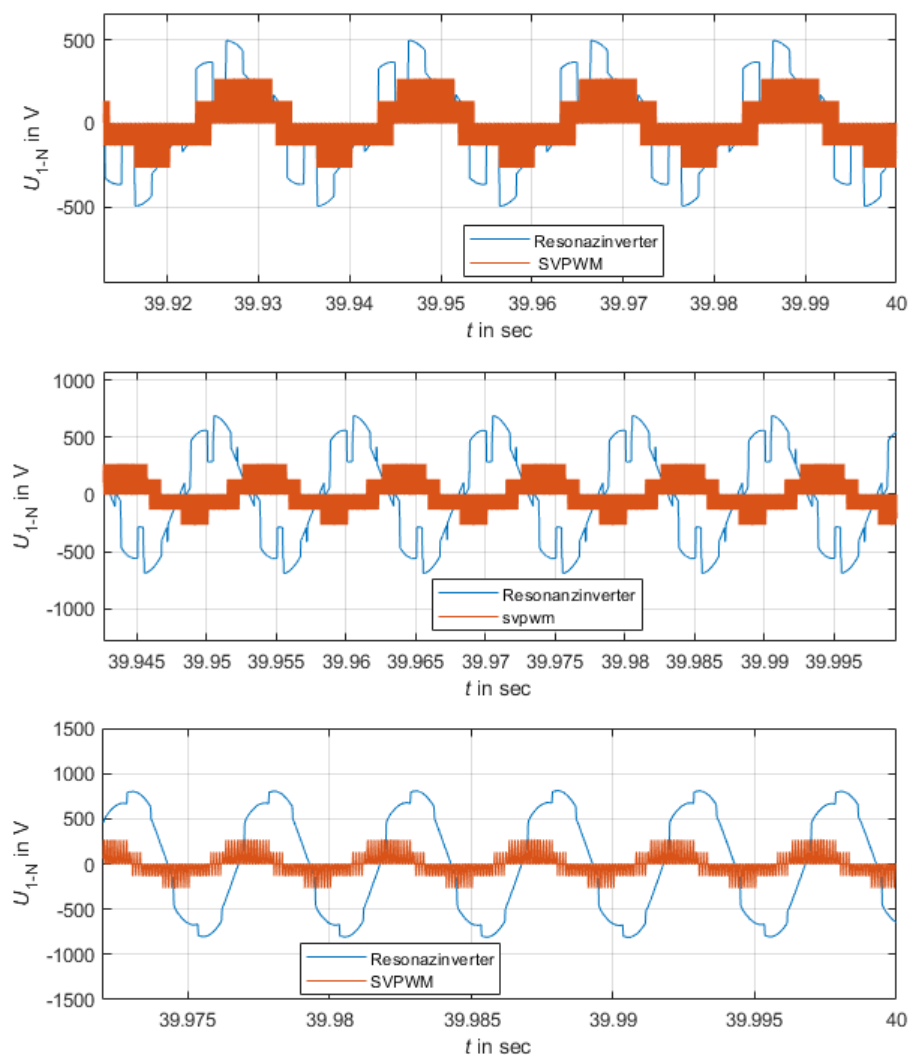


Abbildung 25: Line to Erde Spannung bei steigenden Frequenzen. 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten

6.3 Phase-Ströme 50 Hz,100 Hz,200 Hz

Die Messergebnisse die Phase Ströme zeigen ähnliches Verhalten wie bei Spannungen insbesondere für Resonanz Wechselrichter, bei dem die Signalkurve mit zunehmenden Frequenzen eine reine Sinuskurve annähert. Die Strom Amplitude hingegen sinkt je höher die Betriebsfrequenz. Für die drei betrachteten Frequenzen nämlich 50Hz,100Hz und 200 Hz sind als Amplitude 106V, 101V und 65V abzulesen. Was den SVPWM angeht ist eine auffällige reine Sinuskurve zu beobachten egal bei welcher Frequenz, deren Amplitude mit wachsenden Frequenzen kleiner werden. Für die drei steigenden Frequenzen entsprechen diesem jeweils etwa 36A, 18 A, und 9 A (siehe Abbildung 26)

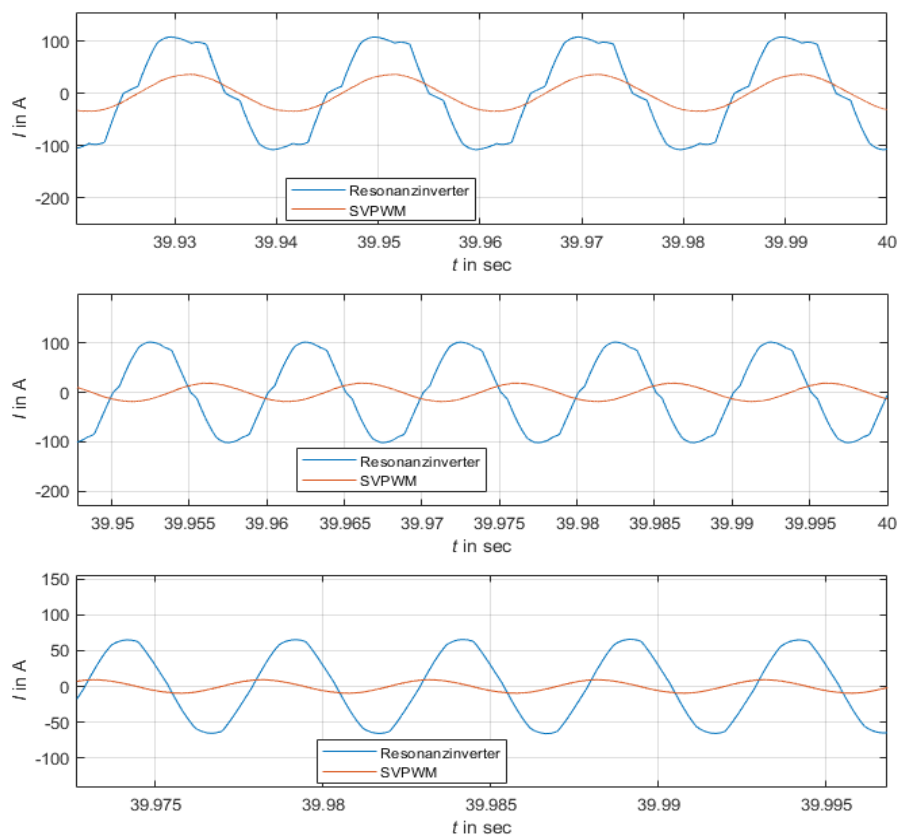


Abbildung 26 :Phase Ströme bei Frequenzen 50Hz oben, 100Hz Mitte, 200Hz unten.

7. Analyse und Vergleich der leitungsgeführte Störgröße im Frequenzbereich

In diesem Letzen Teil wird das Verhalten der Wechselrichter im Frequenzbereich analysiert. Die Fourier-Analyse, welche ein geeigneter Code in der Matlab-Bibliothek zur Verfügung steht, ist ein guter Ansatz dafür.

7.1 Fourier-Analyse der verketteten Spannungen bei 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz

Aus dem Frequenzspektrum der verketteten Spannungen -auf der Abbildung 27 dargestellt- bei der beide Wechselrichter, ist eine sehr hohe Grundwelle-Amplitude der Resonanzinverter gegenüber dem SVPWM-Inverter zu beobachten (siehe Tabelle 8).

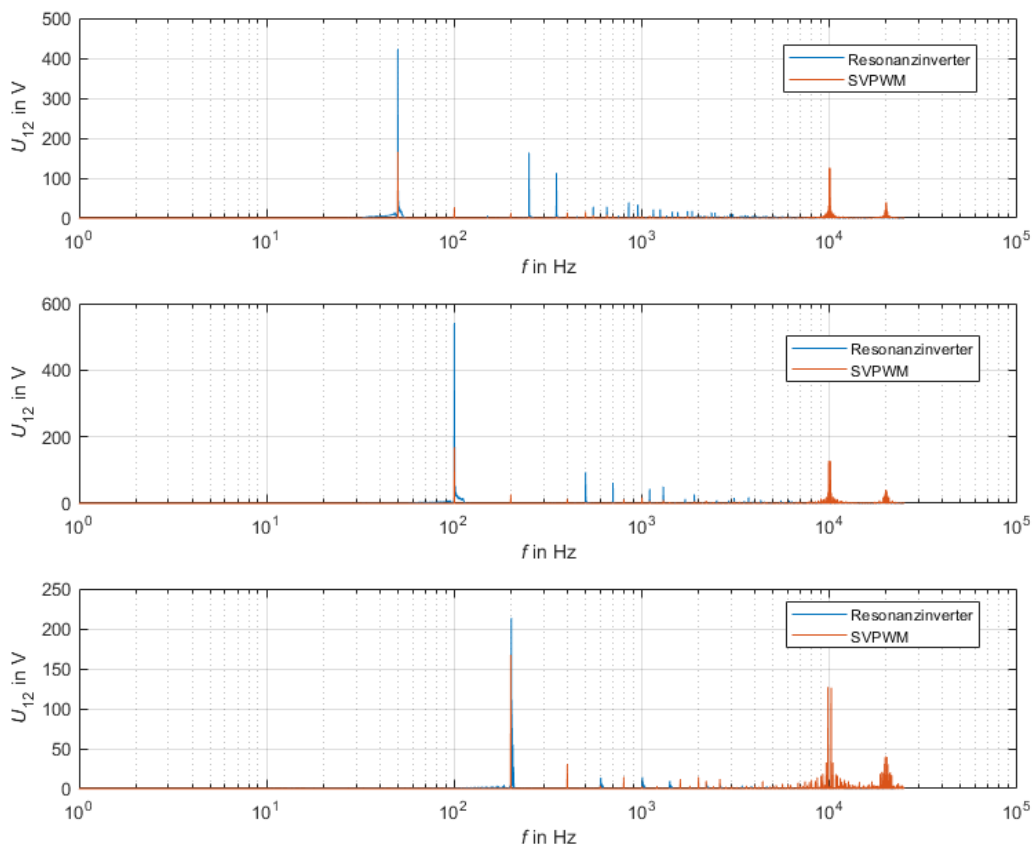


Abbildung 27: Frequenzspektrum der verketteten Spannungen bei Betriebsfrequenzen 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, unten 200 Hz

Der obigen Abbildung 27 zufolge ist der Resonanzinverter von Frequenzanteile von ungerade vielfache der Grundfrequenz eingepreßt während die gerade vielfache davon den SVPWM charakterisiert. Bei 50 Hz Betriebsfrequenz fällt bei Resonanz-Inverter eine deutlich höhere Oberschwingungen-Menge auf, deren Amplitude bei steigenden Frequenzschritten absinken. Für die anderen Betriebsfrequenzen 100Hz, 200Hz scheint die Oberschwingungen am gleichen Band entlang allmählich zu verschwinden.

Die SVPWM weist bei den drei Betriebsfrequenzen fast konstante Oberschwingungsgehalt auf. Noch interessanter dabei ist der signifikante Spektralanteil bei 10 KHz. Diese Frequenz entspricht genau der im SVPWM festgelegte Schaltfrequenz. Dieser typische Spektralanteil derer Amplitude bei jeden Betriebsfrequenz von etwa 126 V sich beläuft, wird mit 2 Seitenbänder umgeben. Diese Seitenbänder sind von der Trägerfrequenz um jeweilige Betriebsfrequenz entfernt. Dieses Phänomen ist typisch bei PWM-Ansteuerung Mittels Unterschwingungsverfahren [13, S.227-231].

Frequenz [Hz]	Resonanz-Inverter[V]	SVPWM[V]
50	423	165
100	541	168
200	369.4	167

Tabelle 8: Grundwelle-Amplitude der verkettete Spannung bei verschiedenen Betriebsfrequenzen.

7.2 Frequenzspektrum der Leiter-to-Erd-Spannungen bei 50 Hz,100 Hz,200 Hz
 Genauso wie bei der verketteten Spannung zeigen beide Inverter sämtliche Verhalten bezüglich der Phase to Erde Spannungen.

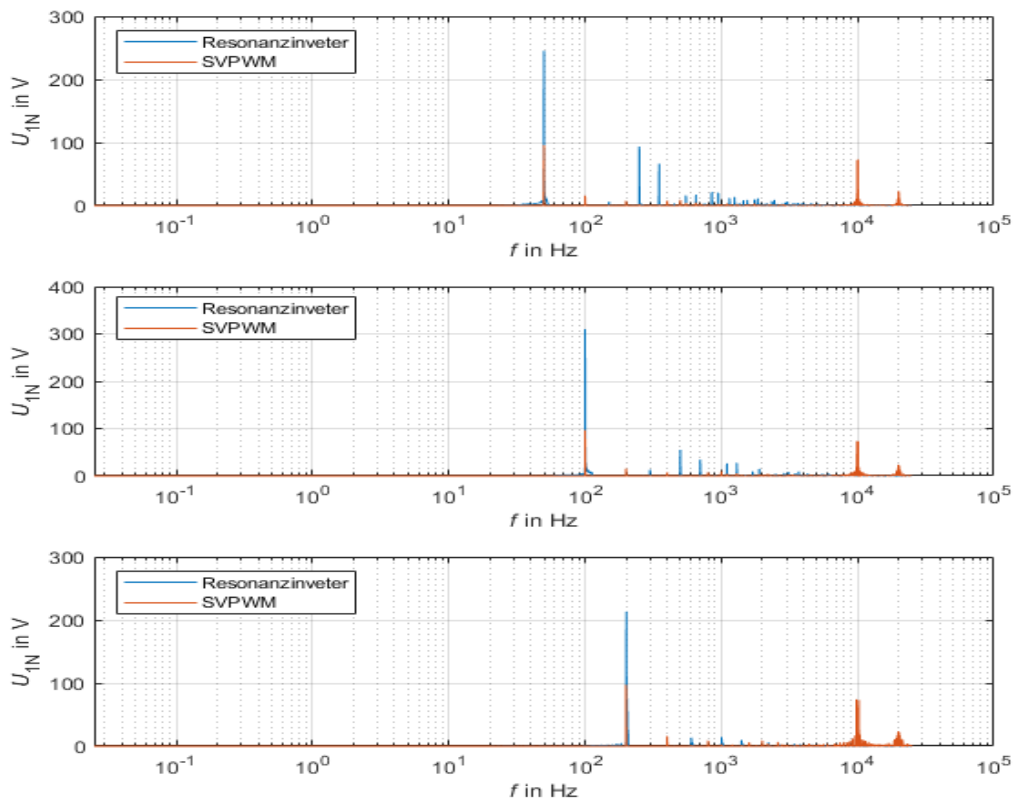


Abbildung 28 Frequenzspektrum der Leiter to Erde Spannung bei 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten.

Aus der obigen dargestellten Abbildung 28 lässt sich feststellen, dass die Amplitude der Grundwellen in allen voreingestellten Frequenzen bei Resonanz-Wechselrichter sehr größer sind als bei SVPWM - Inverter. Ebenso wie bei der Frequenzspektrum der Verkette Spannung lässt sich das Vorhandensein der besondere Frequenzanteil im PWM-Schaltfrequenz 10Khz beobachten, derer Amplitude in allen Betriebsfrequenzen 100 Hz, 200 Hz rum 73 V liegt.

7.3 Frequenzspektrum der Phase Strom bei 50Hz,100 Hz,200 Hz

Zum ersten Augenblick scheinen die beiden Wechselrichter saubere Frequenzspektrum zu haben Im Vergleich zum den vorherigen Frequenzspektrern. Wie die Abbildung 29 zeigt, sind bei allen eingestellten elektrischen Frequenzen sehr geringere harmonische der Grundfrequenzen im Vergleich zur Frequenzspektrum der Spannungen einzusehen

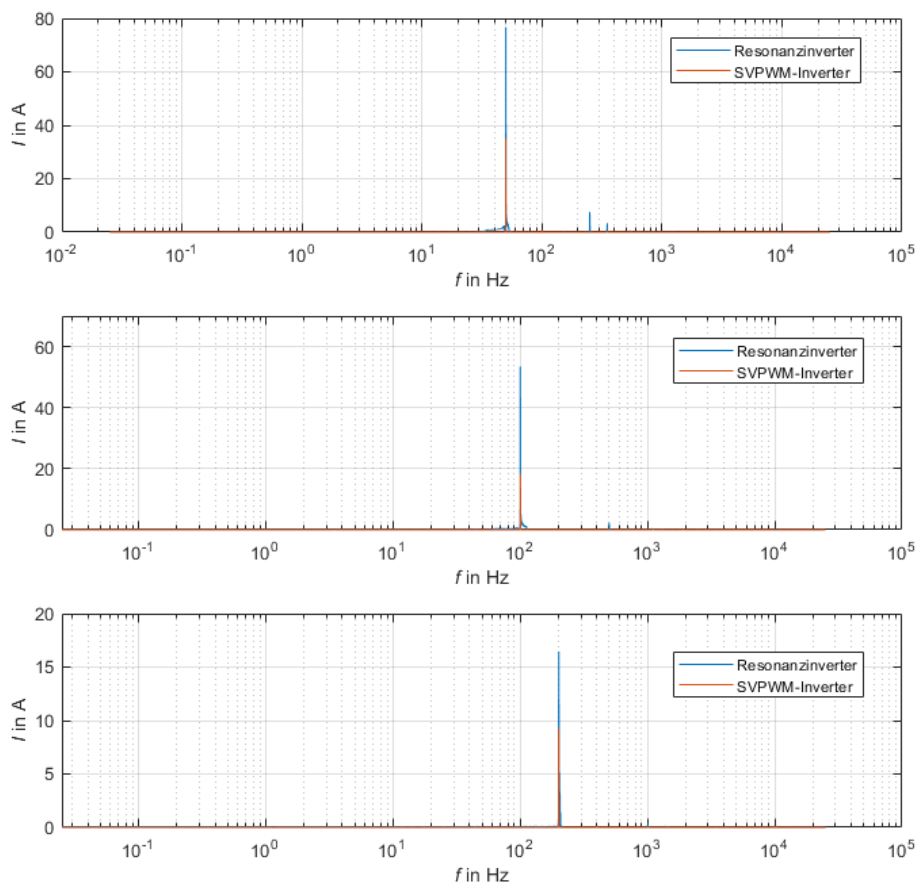


Abbildung 29: Frequenzspektrum der Phase Ströme bei 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten.

Genauso wie bei den Spannungen, gewinnen die Amplitude der Grundfrequenz von dem Resonanz-Inverter die vom SVPWM-Inverter (siehe Tabelle 9). Noch auffällig ist der Frequenzanteil des Trägersignals auf den ersten Blick nicht existiert. Das liegt an der Skalierung des Plot-Fenster. Sie tauchen zwar auf aber im Verhältnis zur vorherigen anderen Spektralanteile sind sie betragsmäßig klein. Die dargestellten Abbildungen im Anhang liefert aussagekräftigere Informationen darüber.

Frequenz [Hz]	Resonanz-Inverter[A]	SVPWM-Inverter[A]
50	76.73 A	35.16 A
100	53.42 A	18.34 A
200	16 A	9.25 A

Tabelle 9: Grundwelle-Amplitude der Phase Ströme bei verschiedenen Betriebsfrequenzen

Ausgegangen von den bisherigen Ergebnissen, scheint der Resonanz-Inverter bei niedrigen Betriebsfrequenzen mehr Oberschwingungsreich zu sein als bei höheren Frequenzen. Um diese Schlussfolgerung zu überprüfen, muss eine andere Simulation unter Betriebsfrequenz 10Hz durchgeführt werden.

7.4 Frequenzspektrum der Spannungen- und Ströme bei 10 Hz

Der unterer dargestellten Abbildung zufolge ist festzustellen, dass die Frequenzspektren der Spannungen beim Resonanz-Inverter innerhalb von Grundfrequenz bis zur erste SVPWM-Schaltfrequenz im Vergleich zum SVPWM-Inverter deutlich markante Spektralanteile enthält (siehe Abbildung 29 Obere und Mitte). Auf dieselber Abbildung ist offensichtlich zu merken dann dieser Effekt insbesondere bei den Spannungen stärker hervortreten als bei Strömen (siehe Abbildung 29 unten).

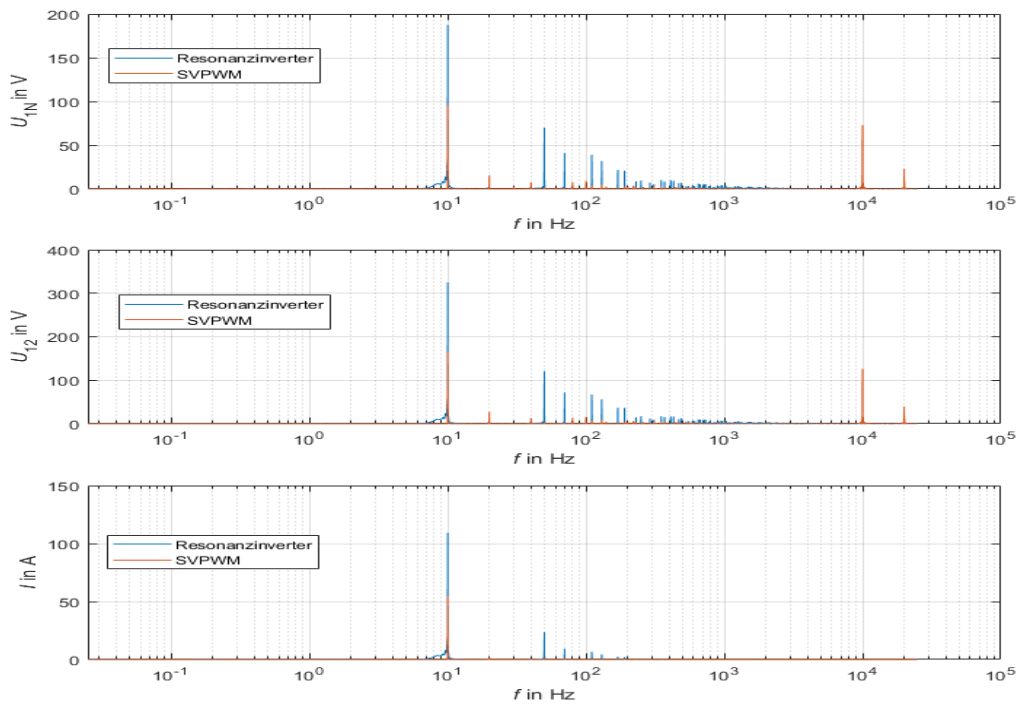


Abbildung 30: Frequenzspektren der Störgrößen bei 10 Hz. Spannungen oben und Mitte. Strom unten

Aus der oberen Darstellung ist für Resonanz-Inverter eine Grundwelle-Amplitude der Line-to-Erd-Spannung von circa 187 V abzulesen. Das ist etwa 60 V weniger als die sämtliche Spannung-Art bei 50 Hz. Was den SVPWM-Inverter angeht bleibt dieser Wert unverändert, denn 96 V ist dabei abzulesen. Die Grundfrequenz-Amplitude der Phase-to-Phase -Spannung liegt beim Resonanzinverter bei circa 324V (siehe Tabelle 7). Im Vergleich zum sämtlichen Fall bei 50Hz ergibt sich eine Differenz von rum 100V, weil die Grundwelle-Amplitude dabei etwa 423V beträgt. Die Grundwelle-Amplitude der Spannungen beim SVPWM-Wechselrichter beinhaltet seinen jeweiligen konstanten Wert bei allen eingestellten Betriebsfrequenzen. Die Phase-to-Erd- Spannung erreicht eine Grundfrequenz-Amplitude von rum 96V während die Line-to-Line Spannung einen Wert von circa 167V. Die Stromspektren von SVPWM-Inverter zeigen hingegen zunehmende Grundfrequenz-Amplitude bei abnehmenden Betriebsfrequenzen. Daraus ist zu behaupten, dass die Grundfrequenzamplitude der Spannungen und Ströme bei dem Resonanz-Inverter frequenzabhängig ist, während es bei dem SVPWM-Inverter unter festgelegtem Modulation-Index nur Strom der Fall ist.

Frequenz 10 Hz	Resonanz-Inverter	SVPWM-inverter
Line-to-Erd-Spannung [V]	187	95
Line-to-Line-Spannung [V]	324	165
Strom [A]	109	54

Tabelle 10: Grundwelle-Amplitude der Spannungen- und Ströme beider Inverter bei Frequenz 10 Hz

Des Weiteren kann aus der unteren Abbildung zum Schlussfolgerung kommen, dass die Störaussendung von Spannungen bei dem Resonanz-Inverter umso stärker ist, je niedriger die Frequenz. Die hervorgehobenen Abbildungen im Anhang zeigen deutlich, dass der SVPWM-Inverter in höheren Frequenzen an Oberschwingungsmenge gegenüber Resonanzinverter vorherrscht, denn ihre Spektralanteile stärker in Erscheinung treten.

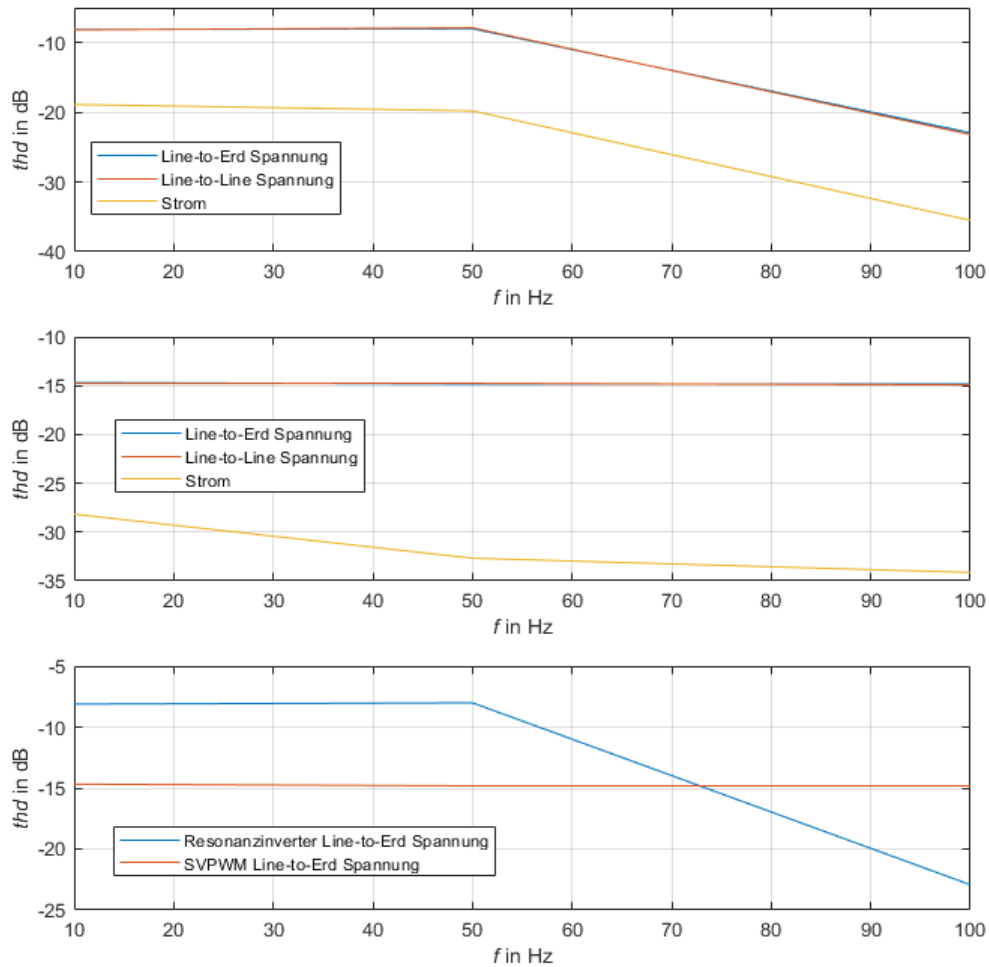


Abbildung 31: thd-Werte von Spannungen und Ströme bei der beide Inverter-Topologie bei Frequenzen 10 Hz, 50 Hz, und 100 Hz. Oben Resonanz-Inverter, Mitte SVPWM-Inverter, unten Line-to-Erd-Spannung bei beide Invertern.

8. Diskussion der Ergebnisse

Obwohl die beide entwickelte Inverter-Modelle Paar Einschränkungen in sich haben, haben diese keinen negativen Einfluss auf der Untersuchung der Leitungsgeführte Störgröße und deren Auswertungen.

Aus den gewonnenen Auswertungen der beide Inverter scheint der Resonanz-Inverter mehr vorteilhaft in vielen technischen Aspekten zu sein. Dank seines hervorragenden gepulsten Stroms aus der DC-Seite, stellt der Resonanz-Inverter starke elektrische Leistung zur Verfügung. Außerdem bietet der Resonanz-Wechselrichter an dem Last-Eingang ebenfalls relativ höhere Wirkleistung im Vergleich zum derer im SVPWM-Inverter und ergibt sich daraus ein Verhältnis von 10. Im generell gewinnt der Resonanz-Inverter ebenso bei anderen Bewertungskriterien. Die sind nämlich die Phasenspannungen- und Ströme, wo bei Resonanz-Inverter infolge der Resonanzüberhöhung sehr große Strom- und Spannungsamplitude erzeugt werden. Außer dem Strom bleibt die Forme auch die Amplitude der Spannungen in fast allen eingestellten Betriebsfrequenzen 50 Hz,100 Hz,200 Hz für Inverter auf Basis der SVPWWM fast unverändert. Währenddessen annähen sich die Signalforme sämtlicher Größen bei Resonanz-Inverter einen reinen Sinus je höher die Betriebsfrequenz wird. Als Schlussfolgerung könnte gezogen werden, dass der Signalverzehr bei Resonanz-Inverter ausgeprägt ist, je tiefer der Betriebsfrequenz. Obwohl die Phase Ströme bei dem SVPWM-Inverter etwa rippen behaftet sind, behalten die bei allen eingestellte Betriebsfrequenzen eine nahezu sinusform. Deswegen ist verständlich klar, dass diese Ströme innerhalb allen Frequenzspektren deutlich Oberschwingungsarm erscheinen. Nachteil mit dem SVPWM-Inverter ist wie auf der Abbildung 18 oben dargestellt, dass die Stromamplitude mit steigenden Betriebsfrequenzen geringer werden. Das betrifft ebenso der Resonanz- Inverter nur dass die Stromamplitude dabei immer größer sind als bei SVPWM-Inverter.

Des Weiteren ist die durch den Resonanz-Inverter gelieferte Grundwelle-Amplitude überall höher als durch den SVPWM-Inverter. Insbesondere unter Betriebsfrequenz 10Hz und 50Hz scheint der Resonanz-Inverter mehr Oberwellen als SVPWM-Inverter zu produzieren während es bei anderen steigenden Betriebsfrequenz nämlich 100 Hz und 200 Hz geringer werden. Als Hypothese würde gelten, dass Störgröße von Spannung im Resonanz-Inverter stärker ist, umso tiefer die Betriebsfrequenz. Bei PWM-Inverter hingegen kommt keine große Veränderung der Oberschwingungsgehalt aus, egal für welche gewählte Betriebsfrequenzen. Im beiden Fällen fällt deutlich auf, dass die Phase Ströme weniger Störgröße im Verhältnis zu den Spannungen produzieren, denn derer Frequenzspektren am wenigsten Harmonische enthalten. Des Weiteren nimmt die Grundfrequenzamplitude des Stroms im beiden Fällen bei zunehmende Betriebsfrequenzen ab. Der eventuelle Grund dafür könnte, wie im Kapitel 4.1 erläutert, die gesamte Lastimpedanz der RLC-Schaltung, welche bei zunehmenden Frequenzen steigt, und führt somit zur Verringerung des Stroms

(siehe Abbildung 6). Im Falls von SVPWM-Wechselrichter könnte diese ebenfalls nachvollgezogen werden, wenn man die Last als Ohmsch induktiv betrachtet derer Impedanz bei steigenden Betriebsfrequenzen zunimmt und begrenzt somit den Stromfluss. Von Frequenzen nahezu 0 bis zur ersten Trägerband sind die Frequenzspektren der Spannungen im SVPWM-Inverter von geraden vielfacher Harmonischen eingepägt, während es beim Resonanz-Inverter von ungeraden sind.

9. Zusammenfassung und Ausblick

Aus den Untersuchungen und Analyse der beide Invertertopologie geht hervor, dass der dreiphasige Serienwechselrichter im vielen Bewertungskriterien gewinnt. Obwohl der Resonanz-Inverter leistungsstärker ist, neigt er dazu, bei niedrigen Frequenzen im Vergleich zu dem SVPWM-Inverter erhebliche Oberschwingen zu erzeugen. Diese lässt sich durch die signifikante Spektralanteile der Spannungen entlang der Frequenz nahezu 0.1 Hz bis zum ersten Seitenband erkennen. Ab der erstem Trägerband im 10 KHz hingegen scheint der SVPWM-Inverter an Oberwelle-Menge zu überwiegen, denn eine zusätzliche Spektralanteil derer vielfachen bei 11 KHz noch auftritt, während es bei dem Resonanz-Inverter kaum Oberschwingungen einzusehen sind. Man würde vermuten, dass der SVPWM-Inverter in den hohen Frequenzen oberwellenreicher ist als Resonanzinverter insbesondere unter der Betrachtung der Störspannung. Darüber hinaus besteht keine Frequenzabhängigkeit der Amplitude dieser besondere impulsförmige Spektralanteile von Trägerfrequenz bei den Spannungen in SVPWM-Inverter. Derer Amplitude bleibt bei jede analysierte Störgröße gleich. Bei Line-to-Erd-Spannung erreicht die einen Wert von rum 85 V, während es sich bei Line-Line -Spannung rum 126 V beläuft. Noch zu wissen ist die Tatsache, dass Frequenzspektrum von Resonanz-Inverter sich durch ungerade vielfache der Grundfrequenz auszeichnet während der SVPWM-Inverter durch gerade vielfachen davon. Im Grob unterscheidet sich das Frequenzspektrum der Spannungen bei Resonanzinverter bei allen gewählten Frequenzen qualitativ nicht viel. Die Amplitude der Grundfrequenzen der Spannungen sowie Ströme liegt bei SVPWM-inverter unterhalb der des Resonanz-Inverters.

Der Grund warum die mathematische Korrelation zwischen dem Modulation-Index und der Grundwelle-Amplitude von der Phase-to-Ground-Spannung mit den ausgewerteten Ergebnissen nicht übereinstimmt, stellt eine eventuelle Überlegung im Bereich der Mathematik und Signalverarbeitung dar. Hinzu kommt noch die Dynamik des Motors das beim SVPWM-Inverter eine Herausforderung zu meistern ist. Obwohl diese beim Resonanzinverter nicht vorliegt, besteht immerhin eine Einschränkung dabei, weil die vorgegebene elektrische Frequenz nur bis 210 Hz eingehalten ist. Diese würde die Untersuchung der leitungsgeführte Störgrößen im hohen Frequenzbereich etwa schwer machen. Eine Verbesserung der Regelgüte für das Resonanzinverter-Model wäre zur Lösung dieser Problematik beitragen. Unter Veränderung der Motorparameter bei SVPWM-Inverter sowie Verwendung ganz

andere Last-Typen, wie würde die leitungsgeführte Störgröße sowie Ihre Frequenzspektren aussehen? Alle diese Verbesserungsvorschläge sowie eine vollständige experimentelle Umsetzung würde diese simulative Schwierigkeiten deutlich beseitigen und letztendlich mehr Klarheiten über unsere Bedenken und Fragestellungen liefern.

10. Abkürzungsverzeichnis

PWM: Pulsweitenmodulation

SVPWM: Space Vector Pulse Width Modulation

Mosfet: Metal Oxid Semiconductor Field-Effect Transistors

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

MI: Modulation-Index

EMV: Elektromagnetische Verträglichkeit

P: Polpaarzahl

BEMF: Back Electro-Motive Force

thd: Total Harmonic Distortion

FFT: Fast Fourier Transformation

11. Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Raumzeiger und deren dreiwertige Korrespondenz mit den beteiligten eingeschalteten Schaltern

Tabelle 2: Schaltsequenz in jedem Sektor

Tabelle 3: Sektor-Ermittlung

Tabelle 4: Schaltsequenz- und Zeit der Halbleiter innerhalb jedes Sektors.

Tabelle 5: Entsprechende Resonanzkapazitätswerte

Tabelle 6: Parameter des BLDC-Motors

Tabelle 7: Grundwelle-Amplitude der Leiter-to-Erd-Spannung bei steigenden MI und derer thd-Werte

Tabelle 8: Grundwelle-Amplitude der verkettete Spannung bei verschiedenen Betriebsfrequenzen.

Tabelle 9: Grundwelle-Amplitude der Phase Ströme bei verschiedenen Betriebsfrequenzen

Tabelle 10: Grundwelle-Amplitude der Spannungen- und Ströme beider Inverter bei Frequenz 10 Hz

12. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Anwendungsgebiete der Leistungselektronik [13, S.15].....	1
Abbildung 2: B6-Brücke mit einer dreiphasigen Last verbunden. [1, S. 40].....	4
Abbildung 3: Darstellung der Grundspannungsvektoren [1, S. 39].....	5
Abbildung 4 : Ersatzschaltung eines Reihenschwingkreis	13
Abbildung 5: Frequenzgang des Reihenschwingkreis. Kapazität in blau und Induktivität in grün dargestellt.....	14
Abbildung 6: Frequenzgang der Strom in grün und Impedanz der Schaltung in blau.....	14
Abbildung 7: Ersatzschaltbild eines einphasigen Wechselrichters mit eingprägter Gleichspannung. [10, S 236].....	15
Abbildung 8: Frei Schwingung des Stroms in einer Serienwechselrichterschaltung. [21, S. 236].....	15
Abbildung 9: Ersatzschaltbild eines einphasigen Wechselrichters mit eingprägtem Gleichstrom. [21, S39].....	16
Abbildung 10: Frei Schwingung der Strom in einer Parallelwechselrichterschaltung. [21, S.39].....	16
Abbildung 11: Ersatzschaltbild eines dreiphasigen Serien-Resonanzinverter-Topologie [15]	17
Abbildung 12: Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Resonanzinvertertopologie mit einem BLDC-Motor als Last [15].....	18
Abbildung 13: Line to Ground Spannung bei steigendem MI	21
Abbildung 14: Stromamplitude bei steigendem Modulation-Index.....	21
Abbildung 15: Verlauf der Grundwelle-Amplitude von Leiter-Erd-Spannung mit steigendem Modulationsindex.....	22
Abbildung 16: Motorphase bei Frequenz 150 Hz in SVPWM-Inverter	23
Abbildung 17: Verlauf des Motor-Winkels bei elektrische Frequenz 150 Hz	23
Abbildung 18: Verlauf der leitungsgeführte Störgröße im SVPWM-Inverter bei verschiedenen Frequenzen 600 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz. Phase to Erde Spannung oben, verkettete Spannung Mitte, Phase Strom unten.	24
Abbildung 19: Kapazität-Spannung an einer Phase bei 150 Hz.....	25
Abbildung 20: Verläufe der Leistungsgeführte Größe bei Resonanz-Inverter bei Betriebsfrequenz 150 Hz. Phase to Erde Spannung oben; verkettete Spannung in Mitte; Phase-Strom unten.....	25
Abbildung 21: Verläufe der Störgröße in stationären Zustand bei 150 Hz. Phase to Erde Spannung oben, verkettete Spannung Mitte, Phase Strom unten	26
Abbildung 22: Ist-Werte der eingestellten elektrischen Frequenzen für Resonanz-Inverter Model.	27
Abbildung 23: gepulste Ströme oben, Scheinleistung des Inverters Mitte, Wirkleistung am Motor unten	28
Abbildung 24: Verkettete Spannung bei steigende Frequenzen 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten	29
Abbildung 25: Line to Erde Spannung bei steigenden Frequenzen. 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten	30
Abbildung 26 : Phase Ströme bei Frequenzen 50Hz oben, 100Hz Mitte, 200Hz unten.	31

Abbildung 27: Frequenzspektrum der verketteten Spannungen bei Betriebsfrequenzen 50 Hz oben,100 Hz Mitte, unten 200 Hz.....	32
Abbildung 28:Frequenzspektrum der Leiter to Erde Spannung bei 50 Hz oben,100 Hz Mitte, 200 Hz unten.	33
Abbildung 29: Frequenzspektrum der Phase Ströme bei 50 Hz oben, 100 Hz Mitte, 200 Hz unten.....	34
Abbildung 30:Frequenzspektren der Störgrößen bei 10Hz. Spannungen oben und Mitte. Strom unten	36
Abbildung 31:thd-Werte von Spannungen und Ströme bei der beide Inverter-Topologie bei Frequenzen 10 Hz, 50 Hz, und 100 Hz. Oben Resonanz-Inverter, Mitte SVPWM-Inverter, unten Line-to-Erd-Spannung bei beide Invertern.	37
Abbildung 32: Skript für die FFT der importierte Datensatz aus Simulink	45
Abbildung 33: Frequenzspektrum der Leiter-to-Erd-Spannung in der Nähe von Trägerfrequenz.	46
Abbildung 34: Frequenzspektrum der Leiter-to-Leiter-Spannung bei 10 Hz in der Nähe der Trägerfrequenz	46
Abbildung 35: Frequenzspektrum der Phase Strom bei 100 Hz in der Nähe der Trägerfrequenz	47

13. Literaturverzeichnis

- [1] D.SIRISHA H.T.N.O. (1107D4326) Verfügbar unter:
https://www.academia.edu/7699915/COMPARISON_OF_SPWM_AND_SVPWM_TECHNIQUES (Zugriff am 28.Februar 2023,23:00Uhr)
- [2] The Mathworks Inc., fft Documentation. [Online]. Verfügbar unter:
<https://de.mathworks.com/solutions/electrification/clarke-and-park-transforms.html> (Zugriff am: 03.März 2022, 15:20Uhr)
- [3] S. Srivastava and M. A. Chaudhari, "Comparison of SVPWM and SPWM Schemes for NPC Multilevel Inverter," *2020 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, Bhopal, India, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/SCEECS48394.2020.131.
- [4] Huang, Zhe, "SVPWM SWITCHING PATTERN FOR Z-SOURCE INVERTER, SIMULATION AND APPLICATION", master's report, Michigan Technological University, 2014. <https://doi.org/10.37099/mtu.dc.ets/812>

- [5] K. Vinoth Kumar, A.M Prawin, Joseph P. John and Dr. S. Suresh Kumar „Simulation and Comparaison of SVPWM and SVPWM Control for three Phase inverter “, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences., Jg., Nr.7, S. 61-74, 2020.
- [6] J. Franz, *EMV: Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*, 3., erweiterte und überarbeitete Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2008 [Online]. Verfügbar unter: <https://doi.org/10.1007/978-3-8348-9299-7>
- [7] D. O. Neacsu, “Space vector modulation-An introduction,” in Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, 2001, vol. 1, pp. 1583–1592.
- [8] A. Iqbal, A. Lamine, I. Ashraf and Mohibullah, "Matlab/Simulink Model of Space Vector PWM for Three-Phase Voltage Source Inverter," *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference*, Newcastle upon Tyne, UK, 2006, pp. 1096-1100, doi: 10.1109/UPEC.2006.367646.
- [9] R. Jäger und E. Stein, *Leistungselektronik: Grundlagen und Anwendungen*, 6., aktualisierte Aufl. Berlin [u.a.]: VDE-Verl, 2011.
- [10] Praxis in der Antriebstechnik - Band 9, EMV in der Antriebstechnik.: Ausgabe 04/97. SEW-Eurodrive
- [11] H.-U.Giersh/H.Harthus/N.Vogelsang „Elektrische Maschinen“ Prüfung, Normung, Leistungselektronik: Haan-Gruiten, VERLAG EUROPA -LEHRMITTEL,2003.
- [12] The Mathworks Inc., Clarke- und Park-Transformation. [Online]. Verfügbar unter: https://de.mathworks.com/solutions/electrification/clarke-and-park-transforms.html?s_tid=srchtitle_Clark%2520Transformation%2520_2 (Zugriff am 05.März 2023. 17:28Uhr)
- [13] U. Probst, *Leistungselektronik für Bachelors: Grundlagen und praktische Anwendungen*, 2., aktualisierte und erw. Aufl. München: Hanser, 2011 [Online]. Verfügbar unter: https://eu04.alma.exlibrisgroup.com/view/uresolver/49HBZ_RUW/openurl?u.ignore_date_coverage=true&portfolio_pid=5322642330006453&Force_direct=true
- [14] F.-F. Protiwa, Vergleich dreiphasiger Resonanzwechselrichter in Simulation und Messung, 1. Aufl. Aachen: Verl. der Augustinus-Buchh., 1997
- [15] K. Siebert, J. Loss, A Simulative Investigation of the Interdependencies of a BLDC, and an EMC Improved Frequency Variable Resonant Inverter for Powertrain Applications.
- [16] H. Frohne und F. Moeller, *Moeller, Grundlagen der Elektrotechnik: mit 36 Tabellen und 182 Beispielen*, 21., verb. Aufl. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2011.

- [17] I. Wolff, *Grundlagen der Elektrotechnik, 2: Wechselstromrechnung und elektrische Netzwerke*, 8., nochmals durchges. und leicht erg. Aufl. Aachen: Wolff, 2005.
- [18] M. Albach, *Grundlagen der Elektrotechnik: 2: Periodische und nicht periodische Signalformen*, 2., aktualisierte Aufl. München [u.a.]: Pearson Studium, 2011 [Online]. Verfügbar unter: https://eu04.alma.exlibrisgroup.com/view/uresolver/49HBZ_RUW/openurl?u.ignore_date_coverage=true&portfolio_pid=5322630700006453&Force_direct=true
- [19] L. Stiny, *Grundwissen Elektrotechnik und Elektronik: Eine leicht verständliche Einführung*, 7. Aufl. 2018. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, Imprint: Springer Vieweg, 2018. [Online]. Verfügbar unter: <https://doi.org/10.1007/978-3-658-18319-6>
- [20] Electronics Tutorial. [online]. Verfügbar unter: <https://www.electronicstutorials.ws/de/actheorie/parallele-resonanzschaltung.html> (Zugriff am: 10.November.2022, 19:11Uhr).
- [21] Electronics Tutorial. [online]. Verfügbar unter: <https://www.electronicstutorials.ws/de/actheorie/serien-resonanzschaltung.html> (Zugriff am: 13.November.2022, 15:23Uhr)
- [22] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, 10th ed. 2020. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, Imprint: Springer Vieweg, 2020 [Online]. Verfügbar unter: <https://doi.org/10.1007/978-3-658-30399-0>.
- [23] The MathWorks Inc., Six-Step Commutation. [Online]. Verfügbar unter: <https://de.mathworks.com/campaigns/offers/next/introduction-to-brushless-dc-motor-control/simulating-bl-dc-motors-to-observe-back-emf-profile.html> (Zugriff am: 13.12.2022,13:49 Uhr)
- [24] N. Parhizkar, M. Shafiei and M. B. Kouhshahi, "Direct torque control of brushless DC motor drives with reduced starting current using fuzzy logic controller," *2011 International Conference on Uncertainty Reasoning and Knowledge Engineering*, Bali, Indonesia, 2011, pp. 129-132, doi: 10.1109/URKE.2011.6007863.
- [25] The Mathworks Inc., Six-Step Commutation. [Online]. Verfügbar unter: <https://de.mathworks.com/campaigns/offers/next/introduction-to-brushless-dc-motor-control/six-step-commutation.html> (Zugriff am: 05.12.2022,14:00 Uhr)

14. Anhang

```

% hier ist ein Skript für die Auswertung von Datensätze und ihre FFT im Frequenzbereich
T = 2e-5; %; festgelegte Abtatsperiode der Datensatzes
Fs = 1/T; % Abtastfrequenz
% Berechnung für Resonanz-Inverter bei Frequenz 50 Hz
Ir50 = outReso50Hz.ScopeLinetoLinereso.signals.values(:,1);% Datensatz in Zeitbereich aus Simulink importiert
L = length(Ir50); % Länge des Signalvektors
A1 = fft(Ir50); % FFT der Messwerte von Datensatz
P2 = abs(A1/L); % Betragsbildung
P1 = P2(1:L/2+1); % Das ist das Signal das geplottet wird
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1); % Erhöhung des Signal mit Faktor 2
f = Fs*(0:(L/2))/L; %das ist der Frequenzvektor über den das Signal P1 geplottet wird

% Hier kommt die Berechnung für SVPWM-Inverter be Frequenz 50 Hz
Isv50 = outSV50H.ScopeLinetoLine.signals.values(:,1);
L1 = length(Isv50); % Länge des Signalsvektor . ist gleich mit L
A11 = fft(Isv50);
P21 = abs(A11/L1);
P11 = P21(1:L1/2+1);% das ist der geplottete Signal
P11(2:end-1) = 2*P11(2:end-1);
f1 = Fs*(0:(L1/2))/L1; % das ist der Frequenzvektor
% Plotten
semilogx(f,P1,f1,P11) % semilogx wichtig für eine vernünftige logarithmische Darstellung
legend("Resonanzinverter","SVPWM")
axis([1 100000 0 500 ])
xlabel('\itf in Hz')
ylabel('\itU_{12} in V')
grid

```

Abbildung 32: Skript für die FFT der importierte Datensatz aus Simulink

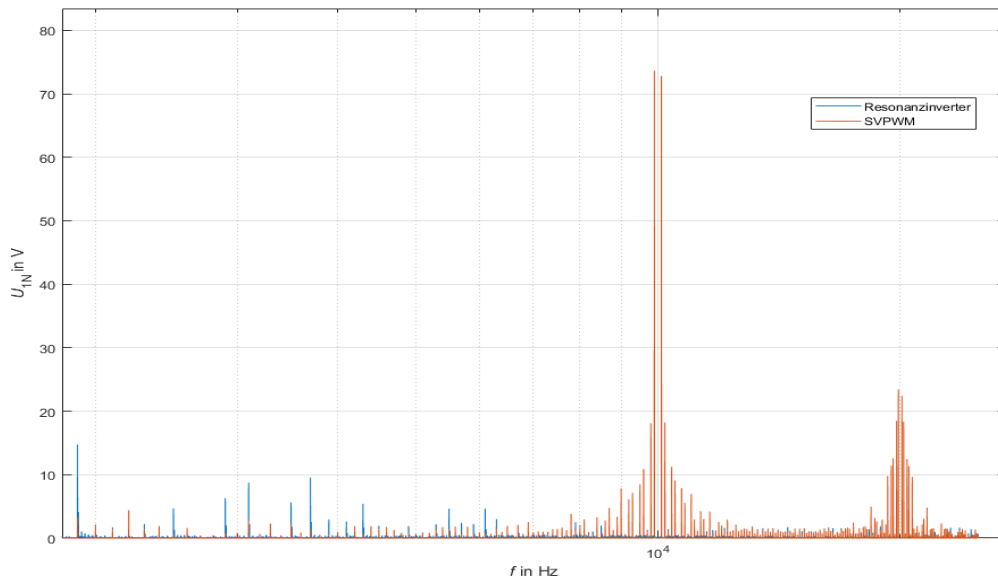


Abbildung 33: Frequenzspektrum der Leiter-to-Erd-Spannung in der Nähe von Trägerfrequenz.

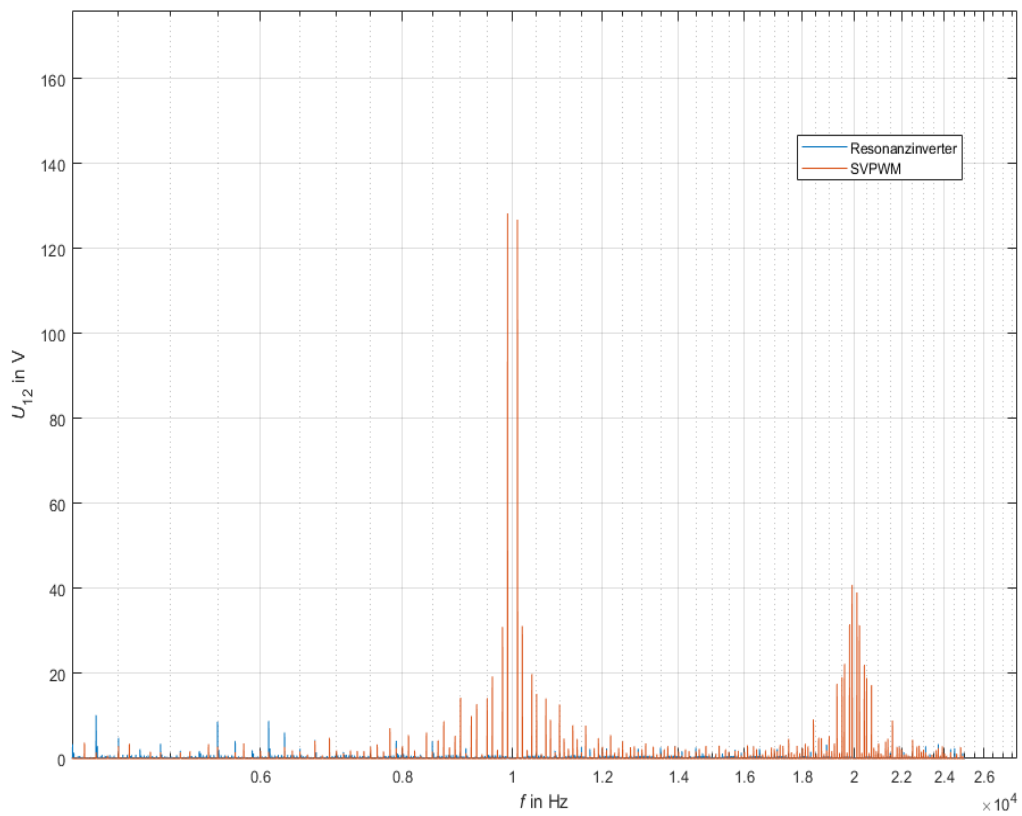


Abbildung 34: Frequenzspektrum der Leiter-to-Leiter-Spannung bei 10 Hz in der Nähe der Trägerfrequenz

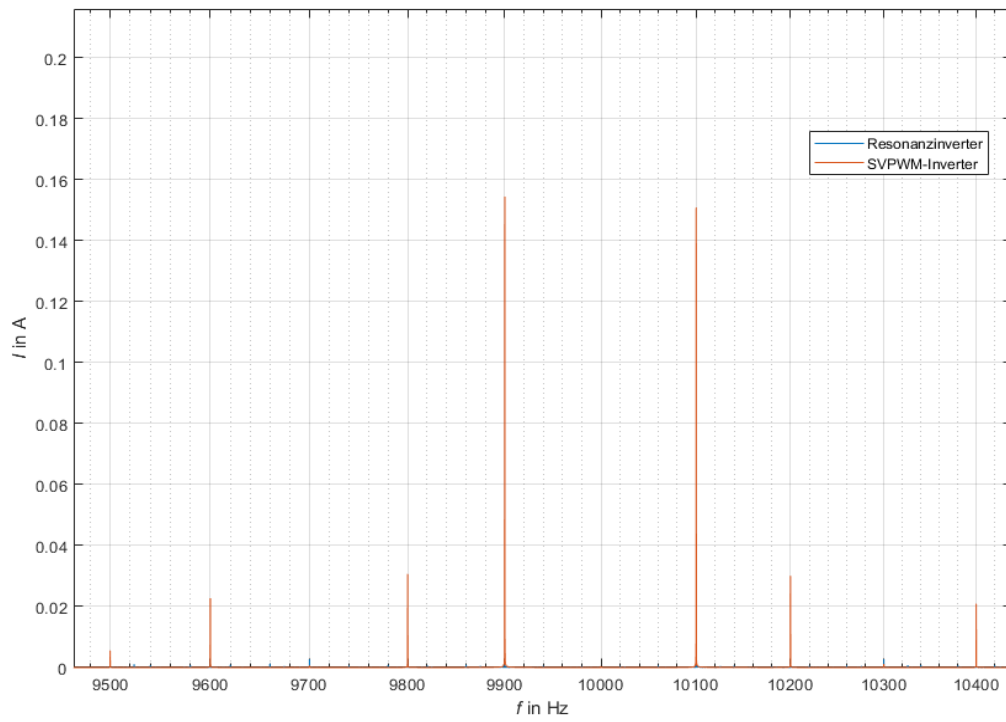


Abbildung 35: Frequenzspektrum der Phase Strom bei 100 Hz in der Nähe der Trägerfrequenz