

Netzrückwirkungen von Thyristorstellern mit ohmscher Last bei verschiedenen Steuerverfahren

Fachbericht Projekt 6

Windisch, 16.08.2019



Hochschule	Hochschule für Technik - FHNW
Studiengang	Elektro- und Informationstechnik
Autor	Nando Spiegel und Bastian van Dijke
Betreuer	Felix Jenni
Auftraggeber	Intern

Zusammenfassung

Heutzutage gibt es zwei geläufige Verfahren für eine sinnvolle Ansteuerungen von elektrischen Geräten. Bei ohmschen Lasten wird oft eine Phasenanschnittsteuerung verwendet. Da bei dieser Methode Harmonische Schwingungen auftreten, sind ihr vom Netzbetreiber einige Grenzen gesetzt. Daher weicht man bei solchen Umständen mehrfach auf die Schwingungspaketsteuerung aus. Hierbei wird die Leistung während mehreren Netzperioden voll bezogen und danach wieder abgeschaltet. Dieses harte ein- und ausschalten des Verbrauchers, erzeugt im Netz neben Harmonischen auch Zwischenharmonische Schwingungen.

Damit diese Nachteile minimiert werden können, entwickelte man eine dritte Variante. Sie beinhaltet eine Kombination der beiden Steuerungsverfahren. Dabei wird das sanfte Hoch- und Runterfahren der Leistung mit der Phasenanschnittsteuerung ausgeführt, während einer Anzahl Pakete volle Leistung die Schwingungspaketsteuerung zu tragen kommt.

Es zeigte sich, dass bei der neu entwickelten Methode die Harmonischen Oberschwingungen zu einem minimalen Wert gesunken sind. Sie halten auch die festgelegten Vorschriften des Netzbetreibers ein. Je sanfter die Steilheit des Ein- und Ausschalten der Leistung gewählt wurde, desto näher waren die Zwischenharmonischen bei den jeweiligen Harmonischen Schwingungen, im Vergleich zur Schwingungspaketsteuerung. Außerdem waren die Trägerbänder viel dünner als zur Paketsteuerung.

Keywords: Phasenanschnitt, Schwingungspaket, Ohmsche Last

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
2 Grundlagen	2
2.1 Auswirkung von Oberschwingungen	2
2.2 Auftretende von verzerrten Sinusschwingungen	2
2.3 Definition der Oberschwingungen	3
2.4 Definition der zwischen- und subharmonischen Schwingungen	3
2.5 Definition der Verzerrten Schwingung	4
2.6 Total Harmonic Distortion	6
2.7 Phasenanschnittsteuerung	7
2.8 Schwingungspaketsteuerung	8
2.9 Leistungsfaktor	9
2.9.1 Leistungsfaktor Phasenanschnittsteuerung	10
2.9.2 Leistungsfaktor Schwingungspaketsteuerung	11
2.10 Anforderung an die Netzqualität	11
2.11 Normen	11
2.11.1 EN 61000-3-2 Grenzwerte für Oberschwingungsströme	12
2.11.2 EN 61000-3-3	15
2.11.3 EN 61000-2-2	17
3 Simulationen	19
3.1 Simulation mit Matlab	19
3.1.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°	19
3.1.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8 .	21
3.1.3 Sanftes- und Hartes Hoch- und Runterfahren	23
3.2 Simulation mit Plecs	24
3.2.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60 ° und 90 °	24
3.2.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8 .	25
3.2.3 Vergleich der einphasigen Resultate mit Plecs und Matlab	28
3.2.4 Dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°	28
3.2.5 Dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cyclen von 0.5 und 0.8	29
3.2.6 Einphasige Kombination des Sanft-Anlassen	31
3.2.7 Dreiphasige Kombination des Sanft-Anlassen	32
3.2.8 Alternative Ansteuerungen	33

4 Messaufbau	35
4.1 Laboraufbau	35
4.1.1 Filter	35
4.1.2 Verstärkerschaltung	35
4.2 Laboraufbau mit einem Widerstand	36
4.3 Laboraufbau mit einer ASM	37
4.4 Arduino	37
4.4.1 Phasenanschnittssteuerung mit Arduino	37
4.4.2 Schwingungspaketsteuerung mit Arduino	37
4.4.3 Sanft-Anlasser	37
4.4.4 Sanft-Anlasser langsam	38
4.4.5 Drehzahlmessung für eine Reglerauslegung	38
5 Messaufbau Resultate	40
5.1 Messungen Spannungen	40
5.1.1 Messungen Widerstand	40
5.1.2 Messungen ASM	46
5.2 Messungen Ströme	52
5.2.1 Messungen Widerstand	52
5.2.2 Messungen ASM	56
6 Validierung	59
7 Schlusswort	60
Literatur	62
Abbildungsverzeichnis	62
Tabellenverzeichnis	64
A Matlab-Berechnungen	66
A.1 Leistungsfaktor	66
A.2 Arduino-Programm	67
B Vergleich der Resultate von Plecs und Matlab	68

1 Einleitung

In der Leistungselektronik werden ein- und dreiphasige Thyristorsteller seit Jahren für verschiedene Anwendungen eingesetzt. Dabei gibt es zwei beliebte Methoden wie die Ansteuerung der Steller erfolgen kann. Die Phasenanschnitt-Steuerung ist eine geläufige Vorgehensweise, um die Leistung von ohmsche Lasten zu regulieren. Da bei dieser Steuerung jedoch harmonische Schwingungen (Vielfaches der Netzfrequenz) auftreten, sind ihr vom Netzbetreiber einige Grenzen gesetzt. Ein Beispiel dafür sind die zulässigen Höchstwerten der Oberschwingungsströme bei den verschiedenen Ordnungen. Eine andere Möglichkeit, die verwendet wird, um Spannung und Strom zu regulieren, ist eine Schwingungspaket-Steuerung. Die Leistung wird dabei während mehreren Netzperioden voll bezogen und dann wieder weggeschaltet. Dieses strikte Zu- und Wegschalten des Verbrauchers vom Netz erzeugt neben den harmonischen, auch subharmonische Schwingungen (Bruchteile der Netzfrequenz). Die beiden Effekte sind im Netz unerwünscht, da die ordnungsmässige Funktion der Betriebsmittel beeinträchtigen und zu einer Verschmutzung des Netzes führen. Eine alternative Variante, die die oben genannten Probleme vermindern könnten, wäre eine Kombination der beiden Steuerungsarten. Dabei würde man mit Hilfe der Phasenanschnittsteuerung das sanfte Hoch- und Runterfahren der Spannung regulieren. Zusätzlich würde mit einer solchen Schwingungspaketsteuerung die Anzahl Pakete des Auf- und Absteuerns eingeschaltet werden.

Das Ziel dieser Bachelorarbeit ist es, ein solches Verfahren zu entwerfen und zu analysieren. Der Vergleich mit den bereits vorhandenen Steuerungsarten soll zeigen, dass eine Kombination der beiden Verfahren genutzt werden kann, um die verlustbehafteten Oberschwingungen zu minimieren. Ein geeigneter Messaufbau aller Varianten ist von Nutzen, damit man einen visuellen Vergleich hat.

Als Erstes werden jedoch zuerst alle relevanten Informationen über die gängigen Steuerverfahren für ein- und dreiphasige Wechselspannungssteller eruiert. Anschliessend sollen analytisch die harmonischen Oberschwingungen in Funktion zum Zündwinkel der Phasenanschnitt-Steuerung (ein- und dreiphasig) bestimmt werden. Auch die Harmonische in Funktion des Ein- und Ausschalt-Verhältnisses für Schwingungspaket-Steuerung sind ein wichtiger Bestandteil dieser Arbeit. Die Resultate aller Steuerungsverfahren, die man mit den Simulations-Tools Plecs und Matlab aufgebaut hat, werden mit einem geeigneten Laboraufbau verglichen. Danach betrachtet man ein Verfahren mit sanftem Hoch- und Runterfahren der Leistung und kontrolliert das Ganze messtechnisch mit den dazugehörigen erstellten Simulationen. Mit Hilfe eines Arduinos und einer kleinen Software kann schlussendlich die neu entwickelte Ansteuerung, bei einer ohmschen Last und einem Asynchronmotor getestet werden. Bei den gefundenen Verfahren muss immer darauf geachtet werden, dass sie zwingend die Netzvorschriften einhalten.

Die vorliegende Projektarbeit gliedert sich in 5 Kapitel. Im ersten Teil werden die wichtigsten Grundlagen erläutert. Dies sind die Funktionalität der einzelnen behandelten Steuerungsarten, die damit auftretenden Probleme und die Formeln die für die Berechnungen der verschiedenen Spektren, verwendet wurden. Ausserdem werden die wichtigsten Normen kurz zusammengefasst. Im Kapitel Simulation sind alle Resultate der simulierten Verfahren, welche mit Plecs und Matlab dargestellt sind, aufgezeigt. Des weiteren verglich man die gegenseitigen Resultate der Simulationen und konnte sie so verifiziert. Das 4. Kapitel beinhaltet den Messaufbau sowie alle Komponenten, die verwendet wurden, um einen geeigneten Laboraufbau zu erstellen. Anschliessend sind im Kapitel 5 die Resultate des Messaufbaus vorgestellt. Am Ende folgt im Kapitel 6 die Diskussion zu den verschiedenen Ansteuerungsverfahren und es wird ein endgültiges Fazit gezogen.

2 Grundlagen

Im diesem Kapitel werden die Grundlagen, die für das Grundverständnis dieser Arbeit relevant sind, aufgelistet. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf den beiden häufigsten Steuerverfahren für ohmsche Lasten, die Phasenanschnitt- und die Schwingungspaketsteuerung. Nachteile solcher Verfahren sind verzerrte Signale, die fast nicht zu vermeiden sind. Deshalb sieht das vorliegende Konzept eine Kombination beider Steuerungsverfahren vor, wodurch eine optimale Steuerung erreicht werden soll. Daher werden nachfolgend das Aufkommen und die Auswirkungen von Ober-, zwischen- und subharmonischen Schwingungen erläutert. Thematisiert werden auch die Normen, die zwingend eingehalten werden müssen, denn sie setzen beiden Verfahren Grenzen.

2.1 Auswirkung von Oberschwingungen

Falls Oberschwingungen oder andere Netzrückwirkungen bei Betriebsmitteln auftreten, können die Geräte in ihrer Funktion beeinträchtigt oder sogar zerstört werden. Ein Beispiel dafür ist, im Falle einer Kurzzeitunterberechnung bei Schaltnetzteile würden sie mit extrem hohen Einschaltspitzen reagieren. Diese Spitzen könnten das 20-fache der Nennlast erreichen. Grund dafür ist, dass im einphasigen Verbrauch bei einem dreiphasigen-Wechselstromsystem der ganze Rückleiterstrom über den Sternpunkt des Transformators zurück fliesst. Gibt es viele Schaltnetzteile in einem System, heben sich die Rückleiterströme nicht mehr auf, sondern sie addieren sich. Die Folgen davon wären eine Sternpunktverschiebung. Ausserdem können die Oberschwingungen zum Beispiel bei Glühbirnen die Glühfadentemperatur erhöhen und somit ihre Lebensdauer verkürzen. Auch bei Dreh- oder Wechselstrommotoren und -generatoren führen Stromoberschwingungen zu zusätzlicher Erwärmung. Bei Schutzgeräten wie Distanzschutz, Überstromschutz oder Differentialschutz können Oberschwingungen den Aufbau und die Wirkungsweise des Schutzgerätes beeinflussen. Sind die Abstände zwischen Freileitungen und Telefonleitungen zu gering, können die Oberschwingungen die Sprachübertragung stören.

2.2 Auftretende von verzerrten Sinusschwingungen

Im Idealfall würde bei einer Stromversorgung überall eine perfekte sinusförmige Spannung vorliegen. Jedoch sieht dies in der Realität anders aus. Die Kurve der Spannung und des Stromes weichen massiv von einer Sinusfunktion ab. Man bezeichnet diese verzerrten Schwingungsformen im Allgemeinen als oberschwingungsbehaftetes Signal. Durch Oberschwingungsspannung können zum Beispiel Spannungsverzerrungen vorkommen, die das Überhitzen von Drehfeldmotoren verursachen. Ausserdem können bei den Oberschwingungsströmen zum Beispiel die Neutralleiter überlastet werden. Sie verursachen so einen erheblichen Schaden an einer Schaltanlage oder einer Hausinstallation.

Schon früh erkannte man diese Oberschwingungsverzerrungen am Netz, jedoch ist es erst heute ein ernstzunehmendes Problem für die Versorgungsbetriebe, die Verteilnetzbetreiber und für den Endkunden, da fast jedes elektrische Gerät verzerrte Signale zurückspeist und so das Netz verunreinigt. Die grössten Herausforderungen waren früher, die Auswirkungen von Oberschwingungsverzerrungen auf elektrische Maschinen zu erkennen. Ausserdem stellte man fest, dass Störungen in den Telefonleitungen auftraten, welche den Ton der Sprache beeinträchtigte. Allerdings kann man sagen, dass Oberschwingungsverzerrungen früher ein geringeres Gefahrenpotential darstellten als heute. Die heutigen Maschinen sind so konstruiert, dass sie weniger Oberwellen erzeugen. Auch bei den Verteilnetzen wird darauf geachtet, dass sie nicht mehr an der Lastobergrenze arbeiten und so ein reineres Sinussignal verwenden. Seit einigen Jahren steigt deshalb die weltweite Nachfrage nach energieeffizienten Lösungen, die nur über vermehrten Einsatz von Leistungselektronik realisierbar sind.

2.3 Definition der Oberschwingungen

Die Oberschwingung gehören in den Themenbereich «physische Eigenwertprobleme», es sind also Wellen, deren Frequenz ganzzahlige Vielfache der Grundschwingungen sind. In der Musikwelt hört man Oberschwingungsfrequenzen vor allem bei Saiteninstrumenten, wie zum Beispiel bei einer Gitarre oder einer Geige.

Die meisten elektrischen Geräte halten nach der perfekten Welle Ausschau. Bei Wechselstrom definiert diese Perfektion eine perfekte Sinuskurve. Die daraus verwendete elektrische Spannung wechselt gleichmäßig zwischen der positiven und der negativen Halbwelle hin und her. Bei einer Frequenz von 50 Hz geschieht dies genau 50-mal pro Sekunde. Der Begriff Welle ist im Zusammenhang von Oberschwingungen jedoch nicht ganz korrekt. Eine Welle hat eine räumliche und zeitliche Ausdehnung. Die hier betrachteten Schwingungen haben aber nur eine zeitliche Ausdehnung. Die Oberschwingungsanteile in einem Wechselstromsystem sind also definiert als sinusförmige Anteile einer periodischen Schwingung, deren Frequenz einem ganzzahligen Vielfachen (Ordnungszahl) der Grundfrequenz entspricht. Die Tabelle 2.1 beinhaltet, die Ordnungszahlen (n) in Bezug zur Frequenz (f_h). Es ist ersichtlich, dass zum Beispiel die 5. Oberschwingung eine Frequenz von 250 Hz hat. Die Berechnung der Oberschwingungsfrequenz erkennt man in der Formel 2.1.

$$f_h = n \cdot \text{Grundfrequenz} \quad (2.1)$$

Ordnungszahl n	Oberschwingungsfrequenz (Hz) f_h
1	50
3	150
5	250
7	350
11	550
13	650
...	...
n	$50 \cdot n$

Tabelle 2.1: Oberschwingungsfrequenzen

Die folgenden zwei Abbildungen 2.1 und 2.2 zeigen eine Grundschwingung bei 50 Hz (blau) und die jeweilige 3. und 11. Ordnung der Grundfrequenz (gelb). Mit Hilfe der verschiedenen Ordnungen können beliebige Signal dargestellt werden. In Kapitel 2.5 ist dies, mit einem verzerrten Signal erläutert.

2.4 Definition der zwischen- und subharmonischen Schwingungen

Die subharmonischen sind sinusförmige Schwingungen, deren Frequenz unterhalb der Grundfrequenz entstehen. Ein Beispiel dafür sind Schwingungen bei Frequenzen von 5, 10, oder 20 Hz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz. Bei den Zwischenharmonischen handelt es sich um Sinusschwingungen, welche zwischen den harmonischen Schwingungen entstehen. Ihre Frequenz ist kein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz von 50 Hz. Die zwei Schwingungsarten sind man in Abbildung 2.3 dargestellt. Die zwischenharmonischen Frequenzen und der damit verbundene Spannungsabfall entstehen dann, wenn elektrische Geräte eine getaktete Stromaufnahme haben, deren Takt-Frequenz kein natürliches Vielfaches der Netzfrequenz ist. Ein Beispiel eines solchen Phänomens erkennt man bei direkten Umrichtern, die keinen Zwischenkreis haben. Die Folgen

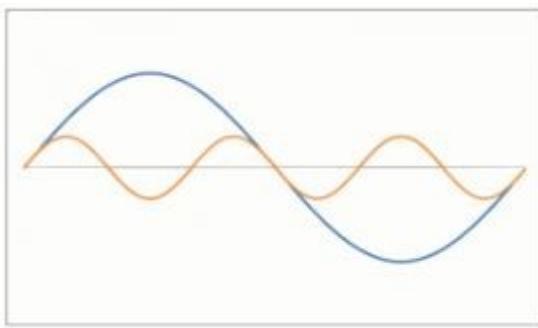


Abbildung 2.1: Grundschnigung mit 3. Ordnung [1]

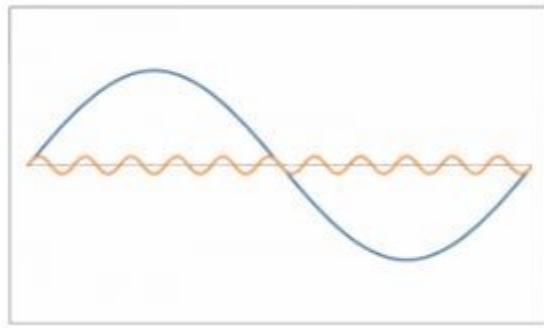


Abbildung 2.2: Grundschnigung mit 11. Ordnung [1]

von zwischenharmonischen Spannungen sind Störungen auf Kommunikationseinrichtungen, die zum Beispiel Rundsteuerempfänger massiv irritieren. Die Rundsteuerempfänger hören nur auf eine bestimmte Frequenz, die kein Vielfaches von 50 Hz ist. Sie liegen unterhalb von wenigen kHz. Fallen die Frequenzen nun genau auf die Zwischenharmonischen, so können sie vom Rundsteuerempfänger als falsche Signale interpretiert werden. Eine weitere negative Auswirkung, die Zwischenharmonische hervorrufen, sind Fehlverhalten auf die Funktion von Dimmerschaltungen. Die Thyristoren können zu früh oder zu spät zünden und so zu unfreiwilligem Lichtflackern der Beleuchtung führen.

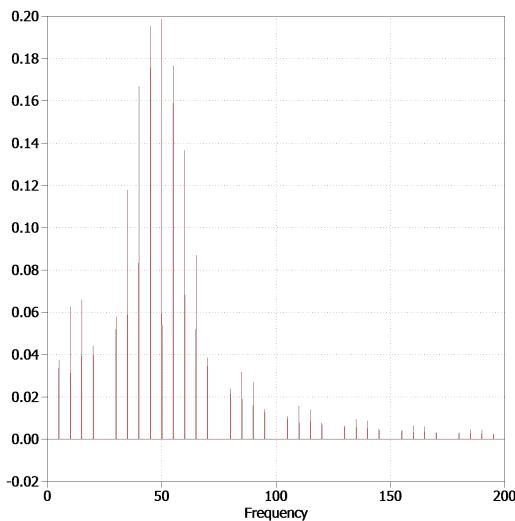


Abbildung 2.3: Sub- und Zwischenharmonische mit einer Grundfrequenz von 50 Hz

2.5 Definition der Verzerrten Schwingung

Eine verzerrte Schwingung entsteht durch Überlagerungen von verschiedenen sinusförmigen Wellen mit unterschiedlichen Frequenzen und Amplituden. Man kann eine solche Schwingung mit den unterschiedlichen Oberschwingungskomponenten zusammensetzen, indem man eine Sinusschwingung mit mehreren Oberschwingungen zusammenaddiert. Ein wellenförmiges verzerrtes Signal lässt sich so zu einer Grundschnigung mit mehreren harmonischen Oberschwingungen zerlegen. In Abbildung 2.4 ist diese ersichtlich, wobei die rote Kurve das verzerrte Signal darstellt. Die drei blauen Sinusschwingungen bilden die Zerlegungen zur Grundschnigung, zur 3.

und 5. harmonische Oberschwingung. Addiert man die drei blauen Kurven zusammen, so erhält man wiederum das verzerrte rote Signal.

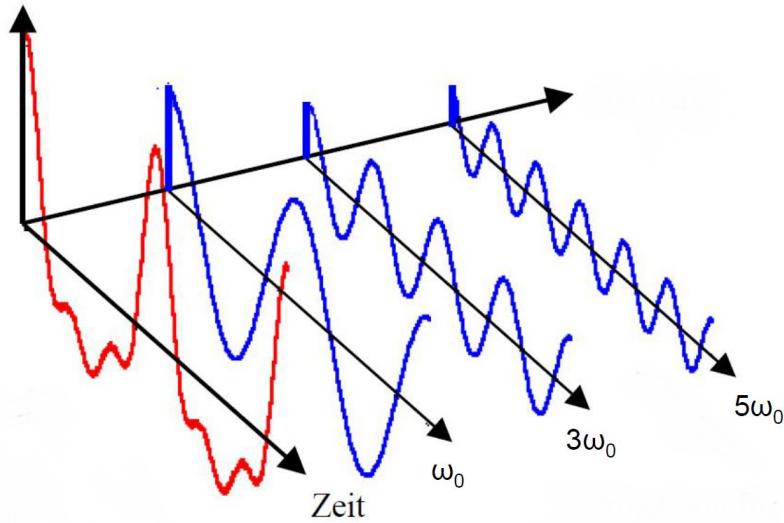


Abbildung 2.4: Addition der verschiedenen Oberwellen [2]

Mit der Fourier-Transformation lassen sich die Amplitudenspektren mit den Sinuskurven bei den verschiedenen harmonischen Frequenzen übersichtlich visualisieren. Da das Amplitudenspektrum jedoch keine Informationen über die Phasenlage der einzelnen Harmonischen enthält, wird zusätzlich ein Phasenspektrum betrachtet. In der Praxis wird dieses Spektrum oft einfach weggelassen. Jedoch benötigt man für die Rekonstruktion des Eingangssignal zwingend beide Spektren. Im Kapitel 3.1 konnte von Hand mit der folgenden Fourier-Reihe eine beliebige periodische Funktion als Summe von Sinus- und Cosinus-Funktionen dargestellt werden.

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(nx) + b_n \cdot \sin(nx)] \quad (2.2)$$

Mathematisch werden die Fourier-Koeffizienten a_0 , a_n und b_n mit den untenstehenden Formeln berechnet. Sie gelten im Frequenzbereich von 0 bis 2π :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) dx \quad (2.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \cos(n \cdot w_0 \cdot x) dx \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \sin(n \cdot w_0 \cdot x) dx \quad (2.5)$$

Mit den oben genannten Fourier-Koeffizienten lassen sich nun das Amplituden- und Phasenspektrum von verschiedenen Signalen berechnen. Die verschiedenen harmonischen Schwingungen aber auch die sub- und zwischen Harmonischen können so ersichtlich in einem Frequenzspektrum dargestellt werden. Mit den Formeln 2.6 und 2.7 berechnet man das Amplituden und Phasenspektrum:

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.6)$$

$$\varphi = \arctan \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.7)$$

2.6 Total Harmonic Distortion

Oberschwingungsströme oder verzerrte Signale lassen sich bei elektrischen Geräten fast nicht vermeiden. Ein wichtiger Bezugspunkt zu den Oberschwingungsgrößen ist dabei die gesamte harmonische Verzerrung. Man nennt ihn auch den THD-Wert (Total Harmonic Distortion). Dieser Wert ist ausschlaggebend, ob ein Verbraucher an das Netz angeschlossen werden darf oder nicht. Man analysiert diesen Wert rechnerisch. Der THD-Wert gibt das Verhältnis des Effektivwertes aller Oberschwingungen zum Effektivwert der Grundschwingung an. Man verwendet ihn üblicherweise im Nieder-, Mittel-, aber auch im Hochspannungsnetz. Normalerweise wird die Verzerrung des Stromes als $THDi$ beschrieben, siehe Formel 2.9, und die Verzerrung der Spannung als $THDu$, Formel 2.10, angegeben. Der Total Harmonic Current (THC) bezeichnet den gesamten Oberschwingungsstrom. Er wird verwendet, um den Gesamteffektivwert der Oberschwingungsströme der Ordnung 2 bis 40 zu quantifizieren, die zu einer Verzerrung der Stromkurve beitragen. Die Ordnungen sind durch die Norm so definiert, Formel 2.8.

$$THC = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2} \quad (2.8)$$

Die Oberschwingungsströme, welche durch Lasten in Netzwerken erzeugt werden, müssen durch die Impedanzen der Transformatoren oder Drosseln fließen. An diesen Impedanzen kommt es zu nichtlinearen Spannungsabfällen. Es werden Oberschwingungsspannungen erzeugt, die im ganzen Netz verbreitet werden. Diese können an Endgeräten eine Verzerrung der Versorgungsspannung verursachen. Somit ist die harmonische Verzerrung des Stromes $THDi$ eine direkte Ursache für die Verzerrung der Spannung $THDu$. Sie gibt das Ausmass der Verzerrung der Versorgungsspannung an. Auch dieser Wert ist definiert als Quotient des Effektivwertes der Spannungsoberschwingungsanteile bis zur 40. Oberschwingung bezogen auf den Effektivwert der Grundschwingung. Folgende Formel 2.9 berechnet die Totale Verzerrung des Stromes ($THDi$) in Prozent.

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2}}{I_{(1)}} \cdot 100\% \quad (2.9)$$

Parallel dazu berechnet die Formel 2.10 die Totale Verzerrung der Spannung in Prozent:

$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2}}{U_{(1)}} \cdot 100\% \quad (2.10)$$

Je niedriger der $THDu$ -Wert ist, desto besser ist die Spannungsqualität. Die Norm besagt, dass der gesamte Oberschwingungsgehalt den Wert von 8% nicht überschreiten darf. Dazu kommt, dass heute üblicherweise für die Verzerrung die THD -Werte angegeben sind und nicht wie früher die Oberschwingungsgehalte (Klirrfaktore).

2.7 Phasenanschnittsteuerung

Bei der Phasenanschnittsteuerung wird das Sinussignal über einen TRIAC geführt. Ein TRIAC besteht aus zwei antiparallel geführte Thyristoren. Die Thyristoren zünden ab einem eingestellten Zündwinkel nach jedem Nulldurchgang. Je später der TRIAC eingeschaltet wird, desto kleiner wird die mittlere Leistung über der Last. Der Zündwinkel kann von 0° bis 180° eingestellt werden, wobei bei 0° die maximale Leistung und bei 180° keine Leistung über der Last anliegt. Der Vorteil bei einer solchen Schaltung ist, der sehr geringe Leistungsverlust, bei der Regelung der Spannung und des Stromes. Zudem ist die Phasenanschnittsteuerung viel kompakter aufgebaut als komplizierte regelbare Schaltnetzteile, die auch einen geringen Leistungsverlust haben. Das Problem bei der Phasenanschnittsteuerung ist, dass diese Schaltung harmonische Oberschwingungen produziert und so unerwünschte Effekte für den Netzbetreiber verursacht. Ein weiteres Problem betrifft den nicht-sinusförmigen Stromverlauf. Da Strom und Spannung nicht den gleichen Verlauf haben, tritt eine Verzerrungsblindleistung auf. Der Strom verläuft zeitlich der Spannung nach und wirkt so wie eine Induktivität. Deshalb wird dieses Verfahren von den Elektrizitätswerken nur bei kleinen Leistungen, bei symmetrischen Anschnittsteuerung von Wärmegeräten toleriert. Bei grösseren Leistungen wird deshalb die Schwinungspaketsteuerung verwendet. Auf der Abbildung 2.5 ist ersichtlich, wie der Phasenanschnitt bei einer Netzspannung aussieht. Die grau gezeichnete Kurve ist die normale Netzspannung und die rote ist die Spannung, welcher an der Last anliegt, bei einem Winkel von 135° . Die Netzspannung wird somit nach 7.5 ms eingeschaltet und nach dem Nulldurchgang wieder gelöscht. Dies wiederholt sich bei jeder Halbwelle. Man erkennt anhand der Fläche unter den Kurven, dass die Leistung der zwei Phasenanschnittswinkeln von 135° und 45° kleiner ist als die der Netzspannung.

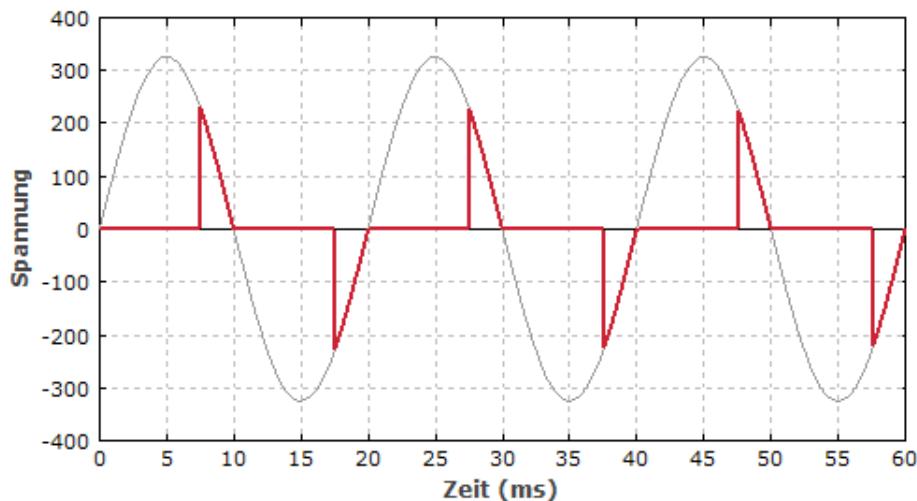


Abbildung 2.5: Phasenanschnitt mit einem Winkel von 135° [3]

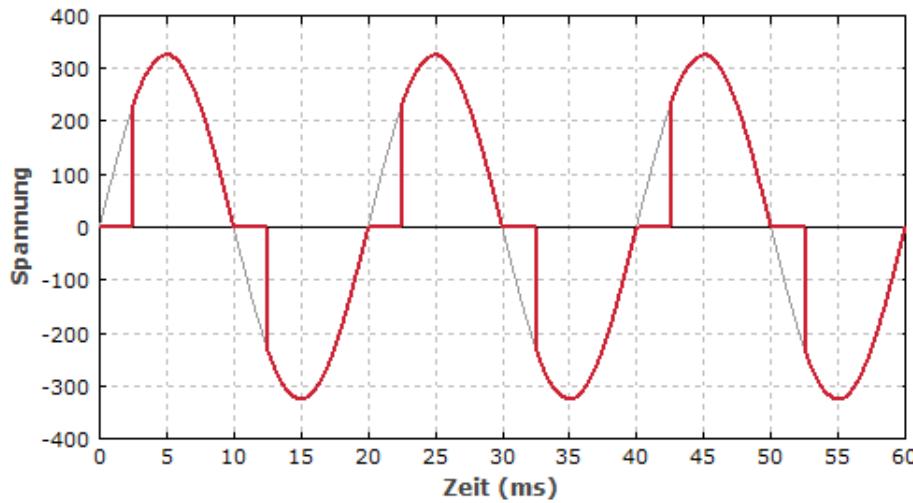


Abbildung 2.6: Phasenanschnitt mit einem Winkel von 45° [3]

In der Abbildung 2.6 ist ersichtlich, dass die Phase früher gezündet wurde, wodurch an der Last eine grössere Leistung resultiert.

2.8 Schwingungspaketsteuerung

In diesem Verfahren wird nicht wie bei der Phasenanschnittsteuerung die Form der Halbwellen verändert, sondern die Zeitdauer der Halbwellen, welche an der Last anliegen. Der Vorteil dabei ist, dass nahezu keine Verschiebungs-Blindleistung in der Grundschwingung auftreten. Die Verluste von elektrischen Geräten können so minimiert werden. Die Paketdauer T_0 und die Einschaltzeit T_E sind bei der Schwingungspaketsteuerung von grosser Wichtigkeit, wobei Letztere verändert wird. Wenn z.B. eine Paketdauer 10 Halbwellen hat, und 5 Halbwellen eingeschaltet sind, liegt die halbe Leistung über der Last an. Anders als bei der Phasenanschnittsteuerung entstehen bei dieser Ansteuerungsart keine harmonische Oberwellen, dafür treten aber sub- und zwischenharmonische Schwingungen auf. In Abbildung 2.7 ist ersichtlich, wie vier von den total sechs Halbwellen pro Paket eingeschaltet sind. Dies ergibt eine Leistung, welche $2/3$ so gross ist wie die der normalen Netzspannung.

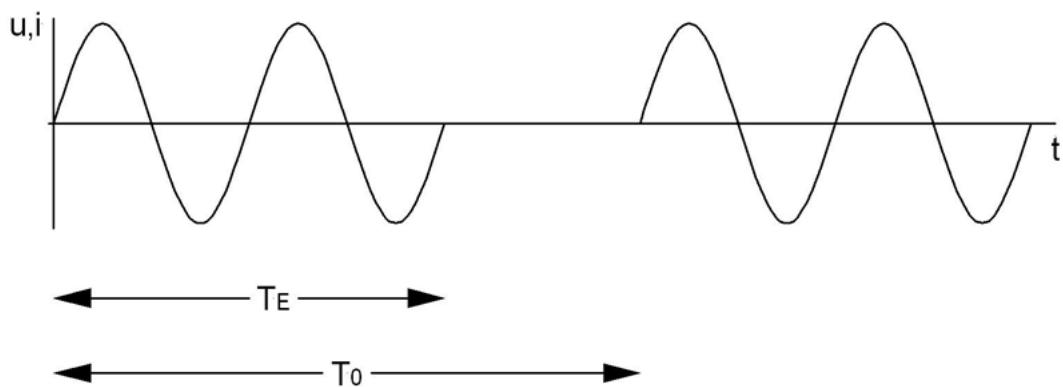


Abbildung 2.7: Schwingungspaketsteuerung $2/3$ der Leistung [4]

Dabei ergibt sich aus dem Verhältnis von Einschaltzeit zu Periodendauer das Tastverhältnis.

$$a = \frac{T_E}{T_0} \quad (2.11)$$

2.9 Leistungsfaktor

Der Leistungsfaktor wird in der Leistungselektronik meistens dafür verwendet, um das Verhältnis des Betrages der Wirkleistung P zur Scheinleistung S anzuzeigen. Der Wert kann dabei zwischen 0 und 1 variieren. Wobei man sagen kann, dass je geringer der Wert ist, desto ineffizienter wird die Energie des Netzbetreibers genutzt. Um die beiden Ansteuerungsverfahren zu vergleichen, ist der Leistungsfaktor der Verfahren zu bestimmen. Bei der Phasenanschnittsteuerung geht der Leistungsfaktor bei einem kleinen Zündwinkel gegen 1, da das Verhältnis der umgesetzten Leistung als Funktion des Zündwinkels P_α , zur maximalen Leistung P_0 auch 1 ist. Je grösser der Zündwinkel gewählt wird, desto kleiner wird P_α und entsprechend auch der Leistungsfaktor. Bei der Schwingungspaketsteuerung ist der Leistungsfaktor abhängig von dem Verhältnis der Einschaltzeit der Pakete zur Netzperioden. Je grösser die Einschaltzeit ist, desto grösser ist der Leistungsfaktor. Die genauere Herleitung der beiden Faktoren 2.20 und 2.24 sind im Unterkapitel 2.9.1 und 2.9.2 beschrieben. In der Abbildung 2.8 ist ersichtlich, wie sich der Leistungsfaktor bei den beiden Steuerungsarten verhält.

[5].

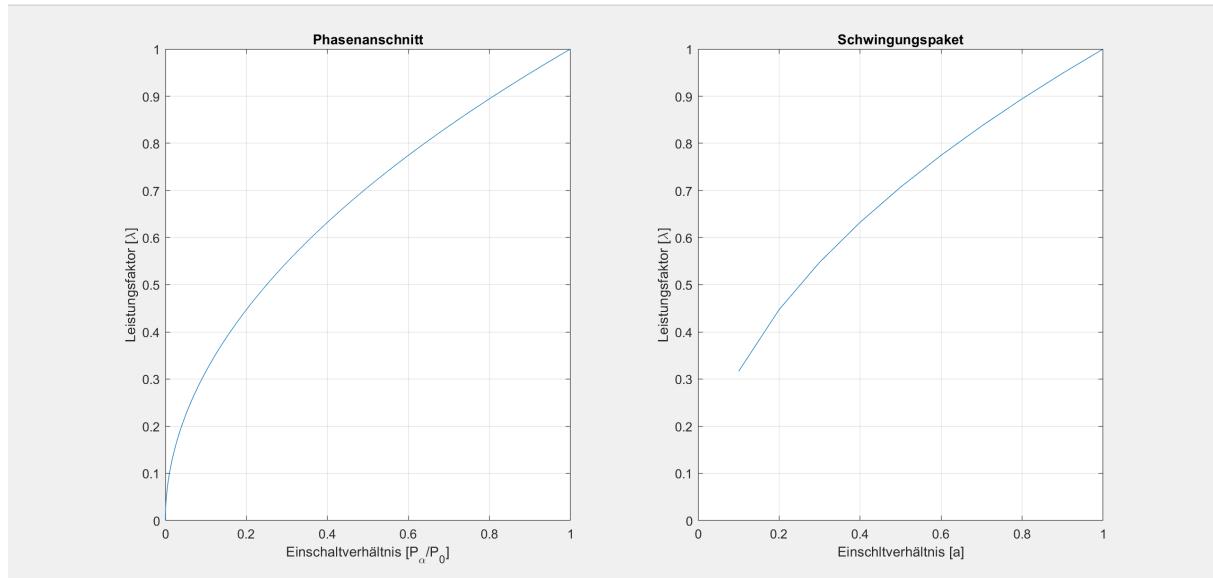


Abbildung 2.8: Leistungsfaktor von Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung

Der Vergleich zeigt, dass sich für beide Verfahren bei gleicher Reduzierung der gebrauchten Leistung gegenüber der maximalen möglichen auch die gleichen Leistungsfaktoren ergeben. Bei der Schwingungspaketsteuerung wird die verzerrte Leistung hauptsächlich durch die subharmonischen Schwingungen verursacht, wobei bei der Anschnittsteuerung die harmonischen die Ursachen für die Verzerrleistung sind. Dies bedeutet, dass beide Verfahren einen gewissen Einfluss auf die Stabilität des Stromnetzes, die sogenannte Netzrückwirkung, haben.

2.9.1 Leistungsfaktor Phasenanschnittsteuerung

Der Leistungsfaktor ist definiert als Verhältnis von Wirkleistung zu Scheinleistung [5].

$$\lambda = \frac{P_\alpha}{S} \quad (2.12)$$

Ist die der Lastkreis nur Ohmsch belastet, so kann der Leistungsfaktor wie folgt beschrieben werden:

$$\lambda = \sqrt{\frac{P_\alpha}{P_0}} \quad (2.13)$$

Die Schein- und Wirkleistung im Lastkreis lassen sich mit den folgenden Formeln definieren:

$$S = I_L \cdot U_{UN} \quad (2.14)$$

$$P_\alpha = I_L^2 \cdot R_L \quad (2.15)$$

Der Laststrom wird mit folgender Formel beschrieben:

$$I_L = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \cdot \frac{U_{UN}}{R_L} \quad (2.16)$$

Wenn der Zündwinkel $\alpha = 0$ beträgt, wird im Lastwiderstand R_L die maximale Leistung P_0 in Wärme umgesetzt:

$$P_0 = \frac{U_{UN}^2}{R_L} \quad (2.17)$$

Mit den beiden Gleichung 2.16 und 2.15 lässt sich folgende Formel herleiten:

$$P_\alpha = \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)\right) \cdot \frac{U_{UN}^2}{R_L} \quad (2.18)$$

Die auf den Maximalwert bezogene Leistung folgt somit der Gleichung:

$$\frac{P_\alpha}{P_0} = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha) \quad (2.19)$$

Setzt man die Gleichung 2.19 in die Formel des Leistungsfaktors 2.13 so erhält man folgende Formel:

$$\lambda = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \cdot \sin(2\alpha)} \quad (2.20)$$

Man erkennt, dass der Leistungsfaktor bei rein ohmschen Belastung nur vom Einschaltwinkel abhängig ist. Die Eingangsspannung, der Laststrom oder der Lastwiderstand haben somit keinen Einfluss auf den Faktor.

2.9.2 Leistungsfaktor Schwingungspaketsteuerung

Das Einschaltverhältnis wird als a definiert und mit der Formel 2.11 beschrieben. Die Schein- und Wirkleistung haben den folgenden Bezug zum Einschaltverhältnis:[5]

$$S_a = \sqrt{a} \cdot P \quad (2.21)$$

$$P_a = a \cdot P \quad (2.22)$$

Wenn die beiden Formeln 2.21 und 2.22 für die Wirk- und Scheinleistung in die Gleichung für den Leistungsfaktor eingesetzt werden, ergibt sich daraus folgende Gleichung:

$$\lambda = \frac{P_a}{S_a} = \frac{a \cdot P}{\sqrt{a} \cdot P} \quad (2.23)$$

Die Wirkleistung lässt sich weglassen und so ergibt sich folgende Formel für den Leistungsfaktor:

$$\lambda = \sqrt{a} \quad (2.24)$$

Mit den Formeln 2.20 und 2.24 kann nun der Leistungsfaktor des jeweiligen Steuerungsverfahren bestimmt werden.

2.10 Anforderung an die Netzqualität

Um die Anforderungen der Netzqualität zu gewährleisten, müssen die Normen eingehalten werden. Welche Normen relevant für die vorliegende Arbeit sind, wird im Kapitel 2.11 erläutert. Zweck der Normen ist es, die verschiedene Merkmale wie zum Beispiel die Frequenz, die Amplitudenhöhe, die Kurvenform des Signals oder die Symmetrie der drei Leiterspannungen einzuhalten. Durch Lastspannung, Störeinflüsse von bestimmten Anlagen oder Auftreten von Fehlern können diese Merkmale während des Normalbetriebes des Netzes verändert werden.

2.11 Normen

Bei der Formulierung "Normen" handelt es sich um eine Herausgabe von Regeln, Merkmale oder Leitlinien, die von verschiedenen Organisatoren und deren Expertengruppen wie die Deutsche Kommission für Elektrotechnik, bestimmt wurden. Die gesicherten Ergebnisse, welche auf Wissenschaft, Technik und Erfahrung basieren, dokumentierte man sorgfältig zum Beispiel in den EN-Normen. Sie sollen einen optionalen Vorteil für die Gesellschaft und eine bestimmte Qualität aufweisen.

Im folgenden Unterkapitel gibt es eine kurze Zusammenfassung der Normen, die für diese Arbeit als wichtig empfunden wurde. Es handelt sich dabei vor allem um die Spannungsqualität, welche man aus verschiedenen Blickwinkeln angesehen hat. Die Normen EN 61000-3-2 und EN 61000-3-3 (Grenzwerte für Oberschwingungsströme, Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker im öffentlichen Netz) beschreiben, welche Spannungsänderung ein Elektrogerät haben darf, damit die ins öffentliche Stromnetz hinein übertragenen Störungen in Grenzen gehalten werden.

Eine weitere Norm, welche betrachtet wurde, ist die EN 61000-2-2.

Bei dieser Norm handelt es sich um die elektromagnetische Verträglichkeit bei Umgebungsbedingungen für niederfrequente, leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in die öffentlichen Versorgungsnetze.

Die betrachteten Normen sind in diesem Bericht nicht im Detail erläutert. Nur die für uns wichtigen Teile sind zusammengefasst. Für weitere Segmente können die Normen nachgelesen werden.

2.11.1 EN 61000-3-2 Grenzwerte für Oberschwingungsströme

Diese Norm gilt für elektrische und elektronische Geräte (Betriebsmittel und Einrichtungen) bis zu einem Eingangsstrom von 16 HZ je Leiter. Ausserdem ist der Anschluss des Gerätes an das öffentliche Niederspannungs-Verteilnetz vorgesehen. Unter dem Begriff Elektrische Einrichtung versteht man eine Anlage, welches aus einem oder mehreren voneinander unabhängigen Geräten besteht. Sie bilden dann eine elektrische Einrichtung, wenn nur durch deren Zusammenwirken der bestimmungsgenäss Zweck der Einrichtung erzielt werden kann. Ein Beispiel wäre, bei einer elektrischen Einrichtung, der Treppenlichtautomat zusammen mit den dazugehörigen Leuchten. Nur der Automat ohne Beleuchtung erfüllt den technischen Zweck nicht. Ein weiteres Beispiel für eine Elektrische Einrichtung wäre der motorische Antrieb. Aber auch hier gilt, dass der Motor ohne mechanische Last den technischen Nutzen nicht erfüllen würde. Bei einem elektrischen Gerät handelt es sich zum Beispiel um einen Backofen und die dazu gehörigen einzelne Kochmodule eines Multifunktions-Herdes.

Die Norm definiert die Grenzwerte der Oberschwingungsanteile des Eingangsstromes bis zur 40 Harmonischen, die durch ein Gerät hervorgerufen werden können, das unter festgelegten Bedingungen geprüft wird. Da heutzutage die Zahl der nicht linearen Verbraucher am öffentlichen Versorgungsnetz zunehmend steigen, steigt auch der Anteil des Oberschwingungsgehalts der Versorgungsspannung. Schaltnetzteile, Audio-Verstärker, Beleuchtungseinrichtungen aber auch Waschmaschinen, Mikrowellenöfen oder Klimageräte sind typische Verursacher von solchen Oberschwingungen. Die nicht-sinusförmige und somit oberschwingungsbehaftete Stromentnahme verursacht an der Netzimpedanz Spannungsabfälle. Das Resultat ist eine Abweichung des Spannungsverlaufs von dem idealen harmonischen Verlauf des Netzes. Um normgerechte und reproduzierbare Messungen der Stromoberschwingungen durchführen zu können, muss ein ideales oberschwingungsfreies Netz zur Verfügung stehen. Laut der Norm EN 61000-3-2 darf die Prüfquelle eine bestimmten Oberwellengehalt nicht überschreiten. Es muss sichergestellt werden, dass ausschliesslich die vom Verbraucher erzeugte Stromoberschwingung gemessen werden. Beginnt man mit der Prüfung, muss der Prüfling so eingestellt werden, dass der höchste Gesamt-Oberschwingungsstrom (maximal total harmonic current) unter üblichen Betriebsbedingungen erreicht wird. Für die Quellenanforderung gelten folgende Spezifikationen, die zwingend, während des zu prüfenden Geräts, eingehalten werden müssen:

- Spannungsgenauigkeit $\pm 2 \%$
- Frequenzgenauigkeit $\pm 0.5 \%$
- Phasenwinkelstabilität $\pm 1.5^\circ$
- $U_{peak} = 1.4V - 1.42V U_{eff}$ und zwischen 87° und 93° nach dem Nulldurchgang erreicht werden, dies muss jedoch nicht eingehalten werden, sofern Klasse A oder B geprüft wird.
- Die relativen Oberschwingungsanteile der Prüfspannung dürfen folgende Werte nicht überschreiten 0.9 % für die 3. Harmonische Oberschwingung
0.4 % für die 5. Harmonische Oberschwingung
0.3 % für die 7. Harmonische Oberschwingung
0.2 % für die 9. Harmonische Oberschwingung
0.2 % für die geradzahlige Oberschwingung 2 bis 10 Ordnung
0.1 % für die Oberschwingung 11 bis 40 Ordnung

In der Norm 61000-3-2 sind 4 Geräteklassen definiert, bei denen die Oberschwingungen des Eingangsstromes die Werte nicht überschreiten dürfen. Da es sich bei dem Projekt um symmetrische, dreiphasige ohmsche Lasten handelt, fällt dies unter die Klasse A. Außerdem beinhalten die folgenden Einrichtungen auch die Klasse A.

- Symmetrische dreiphasige Geräte
- Haushaltsgeräte (ausser die, die in Klasse D fallen)
- Elektrowerkzeuge (ausser tragbare Elektrowerkzeuge)
- Beleuchtungsregler (Dimmer) für Glühlampen
- Audio-Einrichtungen

Um zu verdeutlichen, welche Geräte die anderen Klasse erhalten, sind sie Vollständigkeit halber auch noch aufgelistet.

Klasse B:

- tragbare Elektrowerkzeuge
- Lichtbogenschweisseneinrichtungen, die nicht zum professionellen Gebrauch vorgesehen sind.

Klasse C:

- Beleuchtungseinrichtungen

Klasse D:

- Personalcomputer und Bildschirme (Monitore) für Personalcomputer
- Fernseh-Rundfunkempfänger

Falls es Geräte gibt, die nicht in die Klassen B bis D fallen, müssen sie automatisch als Geräte der Klasse A definiert werden.

Die Grenzwerte für den Höchstwert des Oberschwingungsstromes für Klasse A Geräte sind wie folgt definiert:

Oberschwingungsordnung <i>n</i>	Zuverlässiger Höchstwert des Oberschwingungsstromes A
Ungeradzahlige Oberschwingungen	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$
Geradzahlige Oberschwingungen	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$

Tabelle 2.2: Grenzwerte für Geräte der Klasse A

Ein weiterer wichtiger Wert, ist die jeweilige Beobachtungsdauer der Endgeräte. Es wurden 4 verschiedene Arten von Geräteverhalten definiert und dabei die Beobachtungsdauer bestimmt. Dies sieht man in der folgenden Tabelle:

Art des Geräteverhaltens	Beobachtungsdauer
quasi-stationär	T_{obs} von ausreichender Dauer, um die Anforderungen zur Wiederholpräzision einzuhalten
kurzer Zyklus ($T_{cycle} \leq 2.5\text{min}$)	$T_{obs} \geq 10$ Zyklen (Bezugsverfahren) oder T_{obs} von ausreichender Dauer oder Synchronisation, um die Anforderungen zur Wiederholpräzision einzuhalten ^a
zufällig	T_{obs} von ausreichender Dauer, um die Anforderungen zur Wiederholpräzision einzuhalten
langer Zyklus ($T_{cycle} > 2.5\text{ min}$)	voller Programmzyklus des Gerätes (Bezugsverfahren) oder ein repräsentatives 2.5 min -Intervall mit dem höchsten THC angesehen wird

^a "Synchronisation" bedeutet, dass die gesamte Beobachtungsdauer hinreichend gut eine exakte ganzzahlige Anzahl von Betriebszyklen des Gerätes umfasst, so dass die Anforderungen zur Wiederholpräzision eingehalten wird.

Tabelle 2.3: Beobachtungsdauer für die Prüfung

Am Ende der Prüfung muss ein Prüfbericht abgegeben werden, der alle relevanten Informationen zu den Prüfbedingungen, die Beobachtungsdauer der Prüfung sowie die Wirkleistung oder den Grundschwingungsstrom und den Leistungsfaktor beinhalten. Dies gilt auch bei den anderen Normen.

2.11.2 EN 61000-3-3

Auch diese Norm gilt für Geräte und Einrichtungen mit einem Nenn-Eingangsstrom von bis zu 16 A je Außenleiter, die zum Anschluss an das öffentliche Niederspannungsnetz vorgesehen sind und keiner Sonderanschlussbedingung unterlegen. Die Flicker, die auch als repetitive Spannungsänderungen bekannt sind, die Spannungsschwankungen und die allgemeinen Spannungsänderungen, können so begrenzt werden. Falls Geräte und Einrichtungen diese Norm erfüllen, dürfen sie ohne weitere Prüfung an jeden Anschlusspunkt des öffentlichen Netzes angeschlossen werden. Die Nennleistung, welche die Geräte und Einrichtungen aufweisen sollten, sind ohne Einschränkungen kleiner als 11 kW bei Drehstromgeräten, 3.7 kW bei Einphasengeräten und 6.47 kW bei Zweiphasengeräten. Diese Norm trifft man unter anderem beifolgenden Geräten an:

- Haushaltsgeräte und tragbare Elektrowerkzeuge
- Motorbetriebene Geräte (Waschmaschine, Staubsauger, Elektrowärmegerät und Kocheinrichtungen)
- Beleuchtungseinrichtungen
- Automatische elektrische Steuerungen für Hausgebrauch und ähnliche Anwendungen
- Drehzahlgeregelte Antriebe
- Funk-Einrichtungen
- Lichtbogenschweiseinrichtungen
- Medizinische Geräte und Einrichtungen
- Mikrowellengeräte

Die Norm schreibt eine Prüfung, der zu beurteilenden Geräten, an einer Prüfungsimpedanz vor. Die Impedanz Z ist im unteren Bild als Widerstand R_A in Serie mit einer Spule jX_A dargestellt und entspricht den folgenden Werten:

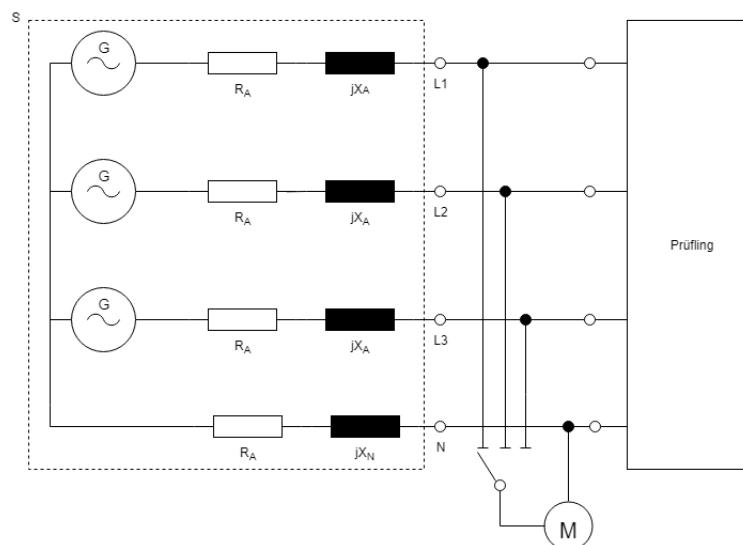


Abbildung 2.9: Prüfspannungsquelle mit der Bezugsimpedanz

G Spannungsquelle

M Messeinrichtung

S Prüfspannungsquelle, bestehend aus dem Spannungsgenerator G und der Bezugsimpedanz Z mit den Elementen

$$R_A = 0.24 \Omega \quad jX_A = 0.15 \Omega \text{ bei } 50 \text{ Hz}$$

$$R_N = 0.16 \Omega \quad jX_A = 0.10 \Omega \text{ bei } 50 \text{ Hz}$$

Die drei Quellenspannungen G entsprechen der Nennspannung. Alle Spannungen werden auf die Nennspannung U_n normiert: Der Prüfkreis besteht aus der Prüfspannungsquelle, dem zu prüfenden Gerät (Prüfling) und einer Messeinrichtung z.B. Strommesser, Spannungszange oder einem Flickermeter (M).

Es gibt bei der Bezugsimpedanz keine Unterscheidung im Anwendungsbereich zwischen Haushaltsgeräten und gewerblich genutzten Geräten. Stattdessen wird die Langzeit-Flickerstärke eingeführt und auf 65 % der Kurzzeit-Flickerstärke begrenzt.

Mit Hilfe des Flickerwertes kann man die Störempfindlichkeit des menschlichen Auges, auf Helligkeitsschwankungen bei der Beleuchtung, durch einen messbaren Wert ermitteln. Dieser Wert ist eine dimensionslose Zahl, welche das Störempfinden des Menschen ausdrückt, wenn er sich mit einer 60 W Glühbirne beleuchtet. Die Helligkeit variiert dabei auf Grund von Spannungsschwankungen. Erhält man den Wert 0 so bedeutet dies, dass praktisch keine Schwankungen der Spannungshöhe vorhanden und somit auch kein Flackern der Lampe ersichtlich ist.

Bei dem Wert 1 gibt es eine gewisse Helligkeitsschwankung, die als störend wahrgenommen wird. Jedoch sind die Resultate nicht aussagekräftig, da sie Orts-, Zeit- und Personen abhängig sind. Deshalb entwickelte man einen Algorithmus und ein entsprechendes Formelwerk für das Durchschnittsempfinden der Erkenntnisse. Mit Hilfe eines Flicker-Meter konnte ein geeignets Messgerät entwickelt werden, welches mit einem Flickermessverfahren den Flickerwert berechnen konnte. Das Flicker-Meter liefert alle 10 Minuten einen Wert, der mit Pst bezeichnet wird. Das P steht dabei für *perceptibilityunits* (Wahrnehmungseinheiten) und st steht für *shorttime*. Der Wert, welcher man behandelt ist also der Kurzzeit-Flickerwert.

Die EN 50160 Norm sagt aus, dass man 12 aufeinander folgende Pst -Werte zusammenfassend zu einem Plt -Wert (long time-Flicker = Langzeit-Flicker) verrechnen kann. Genauer bedeutet dies, dass man die 12 Pst -Werte, die über 2 Stunden gemessen wurden, zusammenrechnet und daraus den Durchschnitt nimmt. Jeder einzelne Pst -Wert geht mit einer 3. Potenz in die Bewertung ein. Der Plt -Wert ist also der kubische Mittelwert der 12 Pst -Werte und ist in der unterstehenden Formel dargestellt.

$$Plt = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^N P_{st,i}^3}{N}} \quad (2.25)$$

Alle Spannungen werden auf die Nennspannung U_n normiert: relative Spannungsänderung:

$$d = \frac{\Delta U}{U_n} \quad (2.26)$$

relative Spannungsänderungsverlauf

$$d(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_n} \quad (2.27)$$

relative konstante Spannungsabweichung

$$d_c = \frac{\Delta U_c}{U_n} \quad (2.28)$$

grösste relative Spannungsänderung

$$d_{max} = \frac{\Delta U_{max}}{U_n} \quad (2.29)$$

relative Spannungsschwankung

$$d(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_n} \quad (2.30)$$

Mit Hilfe dieser Norm können Typenprüfung für bestimmte Geräte vorgenommen werden. Das Ziel dieser Typenprüfung ist es, die Übereinstimmung mit den Grenzwerten festzustellen. Diese werden unter Laborbedingungen an einem Bezugsnetz betrieben. Bei den festgelegten Betriebsbedingungen werden die erzeugten Spannungsschwankungen in Bezug auf die Bezugsimpedanzen gemessen und beurteilt. Falls Geräte die Grenzwerte dieser Norm einhalten, kann davon ausgegangen werden, dass sie zu keinerlei Beschwerden im Netz Anlass geben. Die elektromagnetische Verträglichkeit ist daher gewährleistet.

2.11.3 EN 61000-2-2

Die folgende Norm beinhaltet die Festlegung für Verträglichkeitspegel von niederfrequenten, leitungsgeführten Störgrößen und für Signale von Netz-Kommunikationssystemen in öffentlichen Niederspannungs- und Stromversorgungsnetzen. Die Werte des Verträglichkeitspegels mit ihrer Eigenschaft können für die EMV-Koordinierung von Störaussendungs- und Störfestigkeitsanforderungen für Geräte und als Planungspegel für Stromversorgungsnetze verwendet werden. In der Norm werden folgende Phänomene betrachtet:

- Spannungsschwankungen und Flicker
- Oberschwingungen bis zur 50. Oberschwingungsordnung
- Zwischenharmonische
- Spannungsverzerrungen bei Frequenzen oberhalb der 50. Oberschwingungsordnung
- Spannungseinbrüche
- Kurzzeitunterbrechungen der Versorgungsspannung
- Spannungsunsymmetrien
- Kurzzeitunterbrechungen der Versorgungsspannung
- Transiente Überspannung
- Zweiteilige Schwankung der Netzfrequenz

Wobei man sagen kann, dass einige Punkt, wie zum Beispiel das bestimmen des Flickerwertes oder die langzeit- und die Kurzzeit Flickerstärke, schon in der vorherigen Norm definiert wurde. Die folgende Tabelle zeigt die verschiedenen Kompatibilitätsstufen für einzelne Oberschwingungsspannungen im Niederspannungsnetz. Sie ist aber nur in Bezug auf Langzeiteffekte für einzelne harmonische Spannung definiert. Der Wert der gesamten harmonische Verzerrung darf hierbei höchstens einen Wert von THD = 8% betragen.

Ungeradzahlige Harmonische nicht-vielfache von 3		Ungeradzahlige Harmonische Vielfache von 3		Geradzahlige Harmonische	
Oberschwingungs -ordnung h	Harmonische Spannung %	Oberschwingungs -ordnung h	Harmonische Spannung %	Oberschwingungs -ordnung h	Harmonische Spannung %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.4	6	0.5
13	3	21	0.3	8	0.5
$17 \leq h \leq 49$	$2.27x(17/h)-0.27$	$21 < h \leq 45$	0.2	$10 \leq h \leq 50$	$0.25x(10/h)+0.25$

Tabelle 2.4: Kompatibilitätsstufen für einzelne Oberschwingungsspannungen im Niederspannungsnetz

Bei Kurzzeiteffekten wird ein Faktor k zu den harmonischen Ordnungen hinzu multipliziert. Dieser Faktor wird wie folgt berechnet:

$$k = 1.3 + \frac{0.7}{45} \cdot (h - 5) \quad (2.31)$$

Der entsprechende Kompatibilitätsgrad für die gesamte harmonische Verzerrung liegt daher bei THD = 11%.

Die unterstehende Tabelle zeigt die erforderlichen Werte in Prozent der subharmonischen Spannung im Niederspannungsnetz bei 230 V, bei einer Frequenz von 10 Hz bis 90 Hz. Sie entsprechen dem Kompatibilitätsgrad bezüglich des Flimmerns.

Ordnung [m]	50 Hz System	
	Subharmonische Frequenzen fm [Hz]	Um %
		230V
0.20 < m ≤ 0.60	10 < fm ≤ 30	0.51
0.60 < m ≤ 0.64	30 < fm ≤ 32	0.43
0.64 < m ≤ 0.68	32 < fm ≤ 34	0.35
0.68 < m ≤ 0.72	34 < fm ≤ 36	0.28
0.72 < m ≤ 0.76	36 < fm ≤ 38	0.23
0.76 < m ≤ 0.84	38 < fm ≤ 42	0.18
0.84 < m ≤ 0.88	42 < fm ≤ 44	0.18
0.88 < m ≤ 0.92	44 < fm ≤ 46	0.24
0.92 < m ≤ 0.96	46 < fm ≤ 48	0.36
0.96 < m ≤ 1.04	48 < fm ≤ 52	0.64
1.04 < m ≤ 1.08	52 < fm ≤ 54	0.36
1.08 < m ≤ 1.12	54 < fm ≤ 56	0.24
1.12 < m ≤ 1.16	56 < fm ≤ 58	0.18
1.16 < m ≤ 1.24	58 < fm ≤ 62	0.18
1.24 < m ≤ 1.28	62 < fm ≤ 64	0.23
1.28 < m ≤ 1.32	64 < fm ≤ 66	0.28
1.32 < m ≤ 1.36	66 < fm ≤ 68	0.35
1.36 < m ≤ 1.40	68 < fm ≤ 70	0.43
1.40 < m ≤ 1.80	70 < fm ≤ 90	0.51

Tabelle 2.5: Erforderlichen Werte der Subharmonischen Spannungen

Einige Effekte, die wegen subharmonische Oberschwingung entstehen können sind:

- Unerwünschter Strom, der in die Versorgungsnetze fliest, welcher zusätzlicher Energieverlust verursacht.
- Subharmonische Spannungen stören den Betrieb von Leuchtstofflampen und anderen elektronischen Geräte, wie zum Beispiel Fernsehempfängern. Jede Verwendung von Strom und Spannungen, bei der die Höhe der Amplitude oder der Zeitpunkt des Nulldurchgangs wichtig ist, kann somit gestört werden, wenn die Kombination der vorhandenen unerwünschten Frequenz diese Eigenschaften der Versorgungsspannung ändert.
- Je grösser der Frequenzbereich ist und je grösser die Amplitude der Spannung bei diesen Frequenzen sind, desto grösser ist das Risiko unvorhersehbare Resonanzeffekte zu erhalten. Sie verstärkt die Spannungsverzerrung der Versorgungsspannung und führen zu einer Überlast oder anderen Störung bei den elektrischen Verbrauchern.
- Ein weiterer Effekt ist das Erzeugen von akustischen Geräuschen. Dies tritt jedoch vor allem bei einem Frequenzbereich von 1 kHz bis 9 kHz auf, bei der die Amplitude 0.5% vom Frequenzwert abweicht und von der Art des beeinflussten Gerätes.

3 Simulationen

Die Simulationen sollen Kenntnisse und erste Einblicke bezüglich der beiden Steuerungsverfahren, der Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung, liefern. Dazu werden die beiden Verfahren sowohl mit Plecs als auch in Matlab simuliert und die Resultate auf Richtigkeit geprüft. Zuerst wird auf die Simulation mit Matlab eingegangen, danach diejenigen mit Plecs erläutert.

3.1 Simulation mit Matlab

Um die einphasigen Plecs-Simulationen der Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung zu verifizieren, errechnete man parallel zu den Plecs-Simulationen die gleichen Verfahren mit Matlab durch. Im folgenden Abschnitt ist aufgezeigt, wie die Ergebnisse der Matlabfunktionen zustande gekommen sind und welche Überlegungen vorgenommen wurde. Die verwendeten Berechnungen des Amplituden- und Phasenspektrums sind im Kapitel 2.5 ersichtlich.

3.1.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°

Als Erstes simulierte man eine periodische Sinusfunktion im Zeitbereich mit verschiedenen Phasenanschnittswinkeln. Die Periodenlänge ist definiert auf 2π . Die Amplitude des Sinus beträgt ± 1 Volt. Der Winkel des Phasenanschnittes wurde mit verschiedenen, geläufigen Werten wie zum Beispiel 30° , 45° , 60° , 90° oder 120° betrachtet. In Abbildung 3.1a erkennt man die Sinusfunktion mit einem Phasenanschnitt von 60° und in der Abbildung 3.1b einen mit 90° . Weiter Funktionen mit anderen Anschnittswinkeln sind im Anhang B ersichtlich.

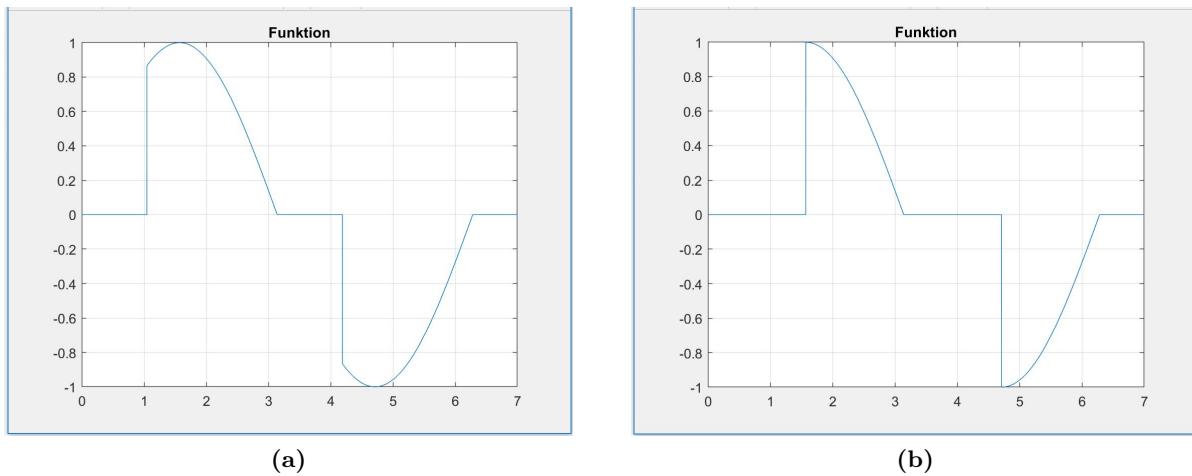


Abbildung 3.1: Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60° (b) 90°

Nachdem man die Funktion konstruiert hat, wird diese in die einzelnen Frequenzanteile zerlegt. Man bezeichnet dies als Fourier-Analyse. Gemäss Formel 2.3, 2.4 und 2.5 konnten die Fourier-Koeffizienten a_0 , a_n und b_n berechnet werden. Anschliessend wurden das Amplitudenspektrum und Phasenspektrum mit den Formeln 2.6 und 2.7 bestimmt.

Die Darstellung im Zeitbereich beziehungsweise im Frequenzbereich sind äquivalent, sie enthalten beide die vollständige Information über die Funktionen. Im folgenden Frequenzspektrum benutzt man die vertikalen Linien, um die Komponenten der einzelnen Frequenzen auf der x-Achse anzugeben. Die y-Achse zeigt die Länge der Amplituden, bei den verschiedenen Frequenzen, an. In der Grafik 3.2 erkennt man das Amplitudenspektrum des in Abbildung 3.1 dargestellten Signale mit den Winkeln von 3.2a 60° und 3.2b 90° .

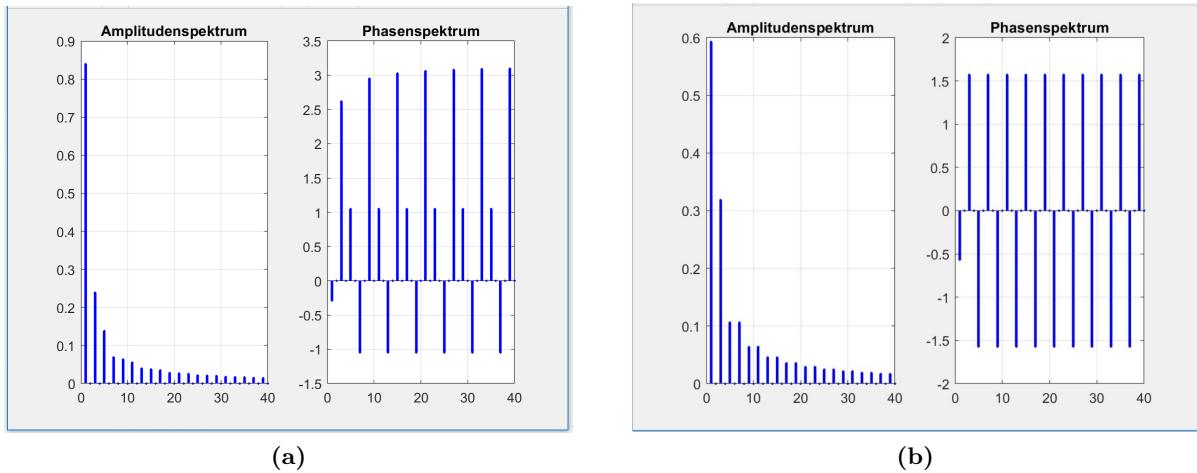


Abbildung 3.2: Amplituden- und Phasenspektrum (a) 60° (b) 90°

Zur Kontrolle der Berechnungen des Amplituden- und Phasenspektrum, wird mit den zwei Spektren das Eingangssignal rekonstruierte. Die Signale sind in Abbildung 3.3 erkennbar. Es ist ersichtlich, dass die Rundung des Sinus nicht genau dem des eigentlichen Signals entspricht 3.1. Dies kommt daher, dass man die Funktion ‘‘nur‘‘ in 40 Frequenzanteile unterteilt hat. Würde man eine höhere Anzahl Anteile verwenden, so könnte die Ungenauigkeiten deutlich verkleinert werden. Da man jedoch nur einen ungefähren Vergleich der beiden Funktionen haben möchte, reichen 40 Teile völlig aus.

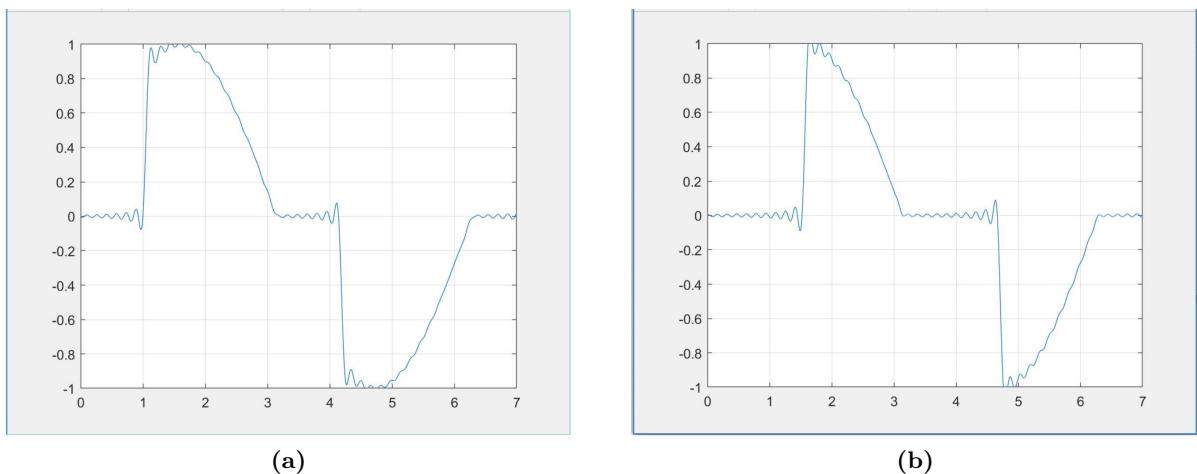


Abbildung 3.3: Rekonstruiertes Signal (a) 60° (b) 90°

Nachdem das Phasenanschnittsignal, das Amplitudenspektrum, das Phasenspektrum und das rekonstruierte Eingangssignal von Hand berechnet und dargestellt sind, wird man mit Hilfe der FFT-Funktion (Fast Fourier Transform) von Matlab die Werte aus den Grafiken überprüft. Die folgende Abbildungen 3.4b beinhalten die Plots mit den beiden Winkel von 60° 3.4a und 90° 3.4b. Bei dem Amplitudenspektrum ist die x-Achse so normiert, dass die Werte ein Vielfaches der Grundfrequenz von 50 Hz sind. So ist zum Beispiel der Wert bei 500 Hz beim FTT zu vergleichen mit dem Wert 10 bei den von Hand berechneten Spektren. Als Resultat erkennt man, dass beide Methoden die gleichen Ergebnisse herausgeben haben. Es kann davon ausgegangen werden, dass die Überlegung der Berechnungen korrekt waren.

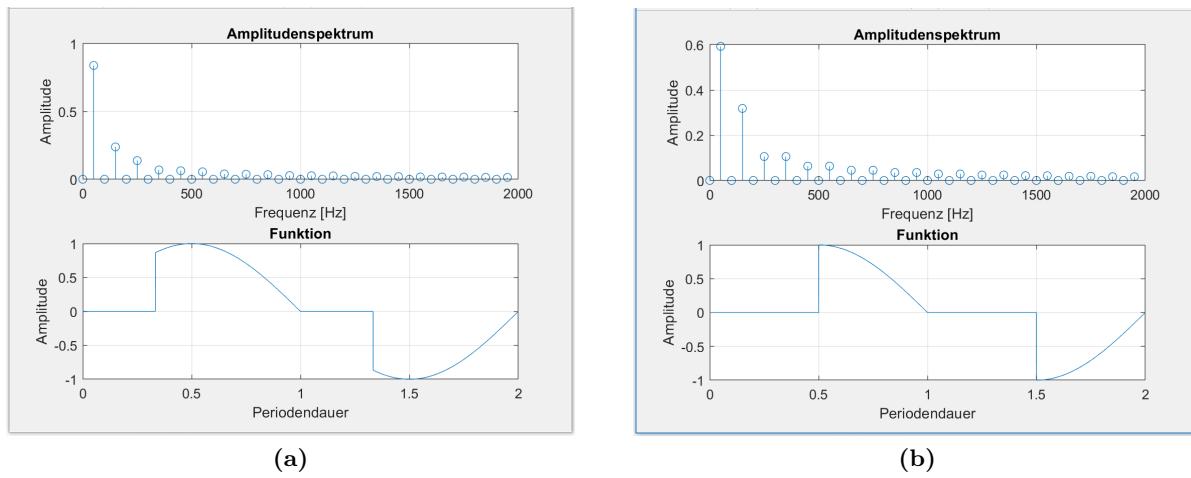


Abbildung 3.4: FFT der Matlabfunktion mit einem Winkel von (a) 60° (b) 90°

3.1.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8

Bei der zweiten Funktion, die zu überprüfen und simulieren ist, handelt es sich um eine Schwingungspaketsteuerung. Die komplette Paketdauer beträgt bei den abgebildeten Funktionen 20 Halbwellen, ersichtlich in Abbildung 3.5. Verschiedene Einschaltverfahren mit verschiedenen Duty Cyclen, wie zum Beispiel 0.2, 0.4, 0.5, 0.6 oder 0.8 werden untersucht. In Abbildung 3.5 erkennt man im linken Bild 3.5a einen Duty Cycle von 0.5. Demzufolge sind immer 10 Halbwellen ausgeschaltet und die anderen 10 eingeschaltet. Auf der rechten Seite 3.5b beträgt der Wert des duty cycle 0.8. Es sind also zuerst 4 Halbwellen ausgeschaltet und die restlichen 16 Halbwellen werden angesteuert. Die anderen Funktionen mit den dazugehörigen Duty Cyclen sind im Anhang B ersichtlich. Bei beiden Simulationsmethoden sind 5 komplette Schwingungspakete untersucht worden.

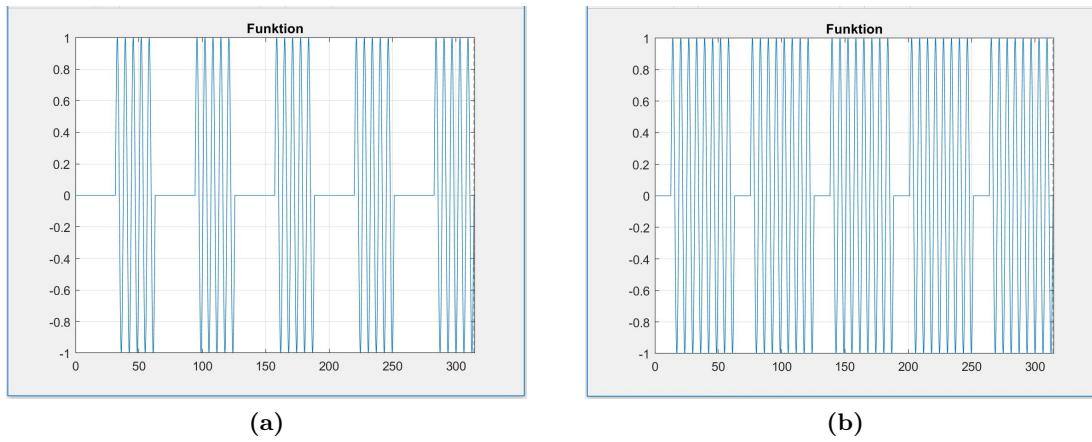


Abbildung 3.5: Schwingungspaket mit einem duty cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

Um auch hier die Plecs-Simulation zu überprüfen, ist das Amplitudenspektrum absolut linear dargestellt. Bei der folgenden Abbildungen 3.6 erkennt man diese Spektren. Interessant sind da vor allem die subharmonischen Schwingungen, welche sich unterhalb der Grundfrequenz von 50 Hz befinden. Sie sind jeweils auf der linken Seite der Grafiken ersichtlich.

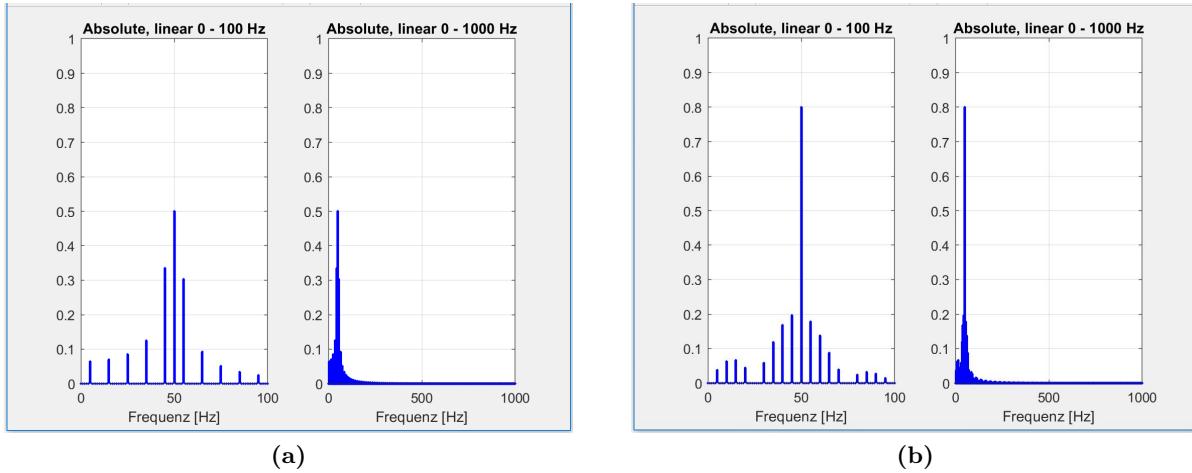


Abbildung 3.6: Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

Damit man alle relevanten Oberschwingungen zu erkennen sind, ist das Spektrum bis auf 1000 Hz erweitert worden. Dies ist auf der rechten Seite von 3.7a und 3.7b zu sehen. In Abbildung 3.6a wurde das Amplitudenspektrum mit einem Duty Cycle von 0.5 dargestellt und in 3.6b eines mit einem Duty Cycle von 0.8. Vergleicht man die zwei Diagramme, erkennt man, dass je grösser der Duty Cycle ist, desto höher ist der Peak-Wert bei der Grundfrequenz von 50 Hz. Dies erklärt sich daraus, dass bei einem grösseren Duty Cycle mehrere Sinusschwingungen vorkommen als bei einem niedrigen.

Die dritte Darstellungsfunktion, ist der absolute Logarithmus. Zu sehen in Abbildung 3.7. Für die Berechnung der Dämpfung [dB] verwendete man das Verhältnis der Bezugsspannung U_0 bei 50 Hz mit der zu messenden Spannung U_n . Auch hier sind die bereits bekannten Duty Cycle Werte von 0.5 in Abbildung 3.7a und 0.8 in der Abbildung 3.7b verwendet worden, um den absoluten Logarithmus anzuzeigen. Diese Darstellungsform wurde verwendete, damit man einen weiteren Vergleich mit den Plecs-Simulationen erhält.

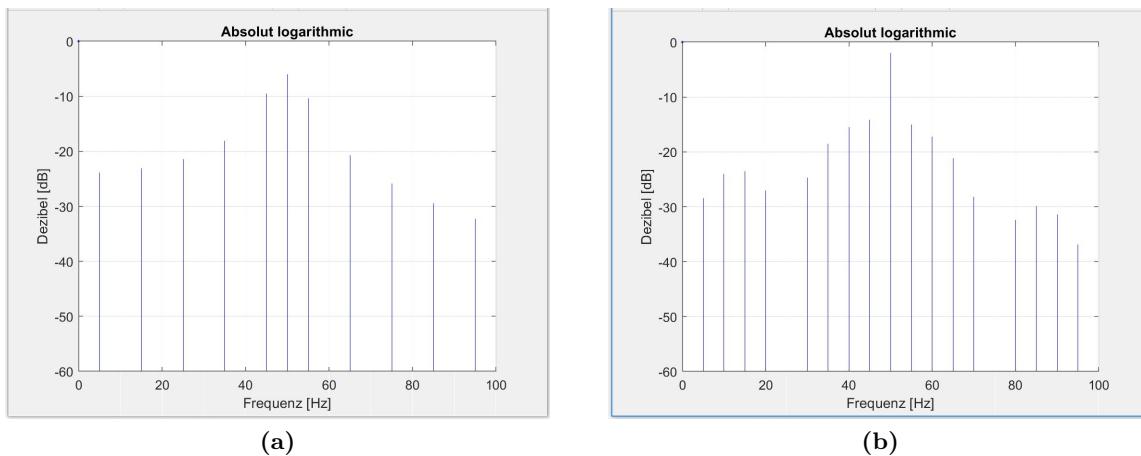


Abbildung 3.7: Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

3.1.3 Sanftes- und Hartes Hoch- und Runterfahren

In den Abbildungen 3.8 und 3.9 simulierte man eine sanfte- und harte Ansteuerung der Leistung. Damit konnte das Verhalten der Harmonischen- und Zwischenharmonischen Oberschwingungen erkannt werden. In der Grafik 3.8 wählte man die Zeit des Hoch-, von 200 ms bis 1200 ms, und Runterfahrens, von 1800 ms bis 2800 ms, auf 1000 ms. Diese Ansteuerungsart wird in diesem Beispiel als sanfte Ansteuerung deklariert. Die Zeit des Hoch- und Runterfahrens kann theoretisch beliebig gewählt werden. In dem Bild 3.9 wählte man die Zeit des Hoch- und Runterfahrens auf 100 ms. Daher bestimmt man dieses Verfahren als harte Ansteuerung. Visuell betrachtet ähnelt das Harte Hoch- und Runterfahren viel mehr einem Rechteck als das Sanften Verfahren. Daher ist bei dem Amplitudenspektrum eine grösere Streuung der Harmonischen- und Zwischenharmonischen Oberschwingungen erkennbar. Außerdem ist ersichtlich, dass bei der sanften Ansteuerung, die Grundschwingung von 50 Hz einen deutlich höheren Peak hat, als der bei der harten Ansteuerung. Je sanfter nun die Last angesteuert wird, desto weniger verteilen sich die beiden Oberschwingungsarten in der Netzrückwirkung.

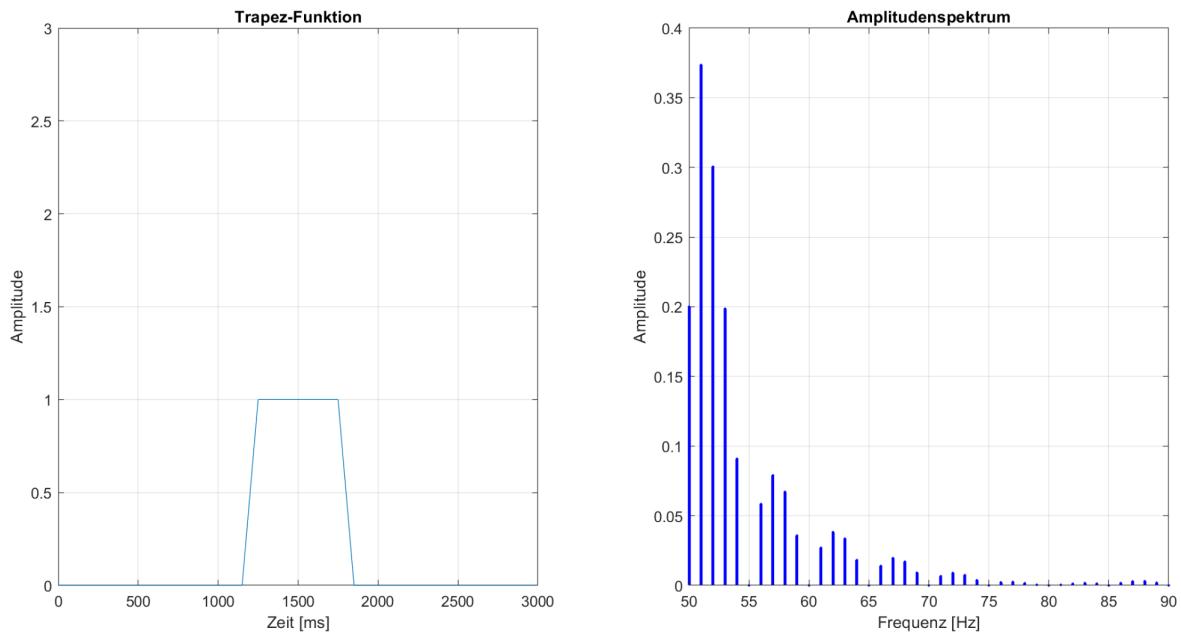


Abbildung 3.8: Sanftes Hoch- und Runterfahren der Leistung

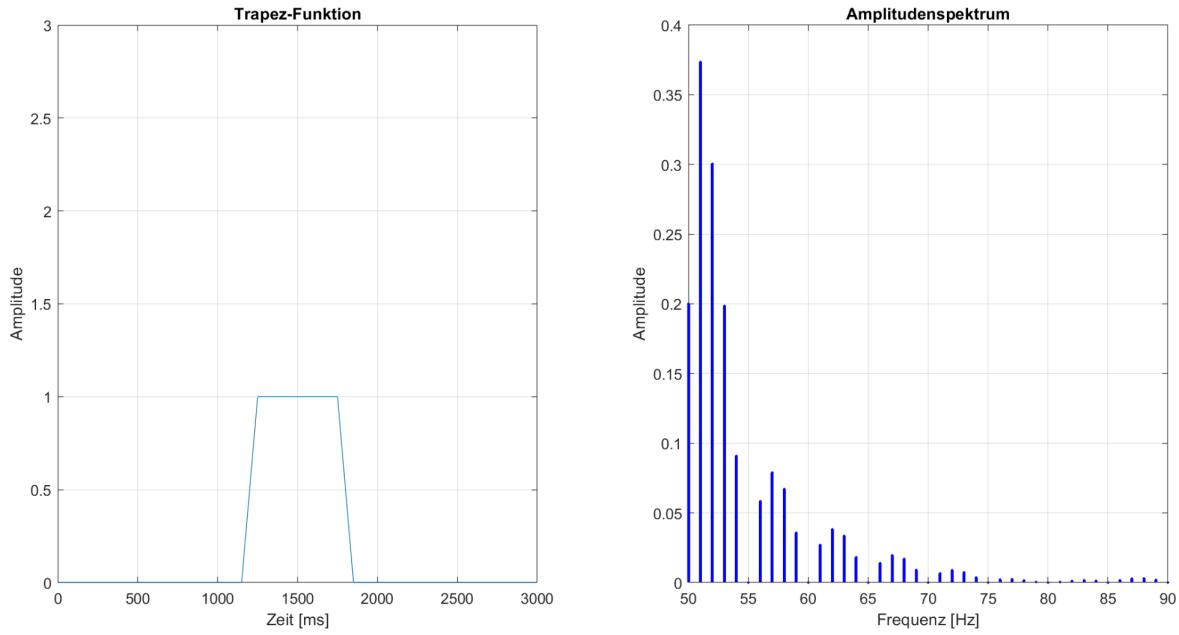


Abbildung 3.9: Hartes Hoch- und Runterfahren der Leistung

3.2 Simulation mit Plecs

Mit dem Simulationsprogramm Plecs sind alle gewünschten Ansteuerungen simuliert worden. Die einphasigen Simulationen der Phasenanschnitt- und der Schwingungspaketsteuerung konnten mit den Matlab-Funktionen verglichen und ausgewertet werden. Basierend auf den verifizierten Werten ist das Verfahren für die dreiphasige Phasenanschnitt- und die Schwingungspaketsteuerung abgeleitet worden. Um von beiden Verfahren die Vorteile zu nutzen, siehe Kapitel 2.7 und 2.8, sind die beiden Ansteuerungsarten kombiniert worden zu einem ein- und dreiphasigen System. Die Resultate sind nachfolgend erläutert.

3.2.1 Einphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°

Zuerst wird die Phasenanschnittsteuerung mit Plecs simuliert. Wie in Matlab können die verschiedenen Winkel des Anschnittes beliebig eingestellt werden. Um die Resultate vergleichen und verifizieren zu können, sind die selben Winkel wie beim Matlab siehe Abbildung 3.1 gewählt. In der Abbildung 3.10, erkennt man ein Sinussignal mit einem Phasenanschnitt von 60° , links 3.10a, und einen mit 90° , rechts 3.10b. Die anderen Winkel mit den dazugehörigen Amplitudenspektren sind im Anhang B ersichtlich. Um die Spektren mit den Matlab-Simulationen vergleichen zu können, ist die Amplitude des Sinussignales auch auf ± 1 Volt gestellt worden.

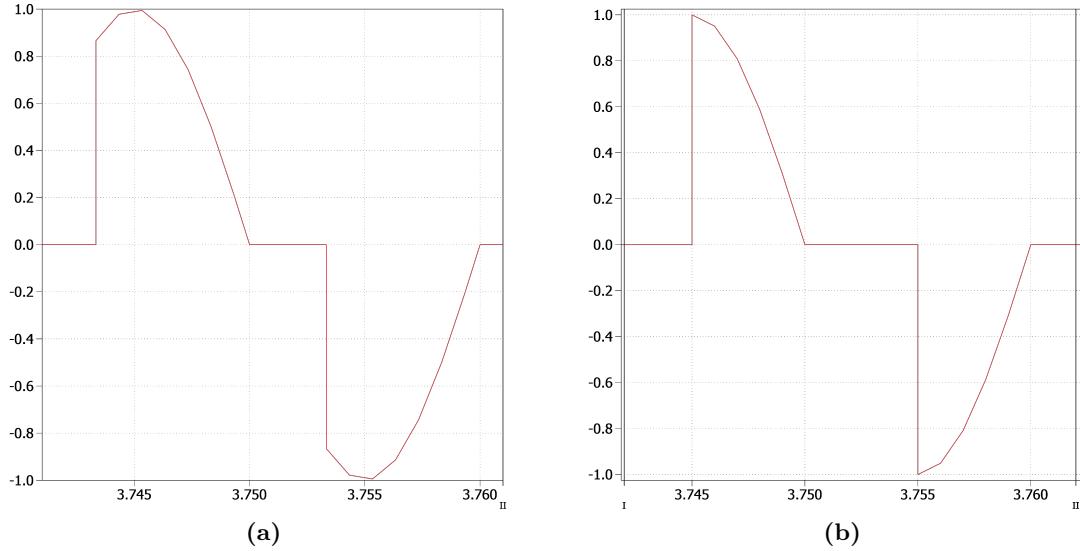


Abbildung 3.10: Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60° (b) 90°

Die beiden Diagramme 3.11 zeigen das Amplitudenspektrum der Phasenanschnittsteuerung mit den zwei bereits verwendeten Winkeln. Die Grafik musste nicht wie bei der Matlab-Funktion von Hand berechnet werden, sondern mit Hilfe des Plecs Scope direkt analysiert werden. Plecs macht auch eine Fourier-Analyse, um das Spektrum anzuzeigen. Vergleicht man die Amplitudenspektren der beiden Simulationen miteinander, sind die vertikalen Verläufe, nach erster Einschätzung, sehr ähnlich. Der genau Vergleich der Werte wird weiter unten analysiert.

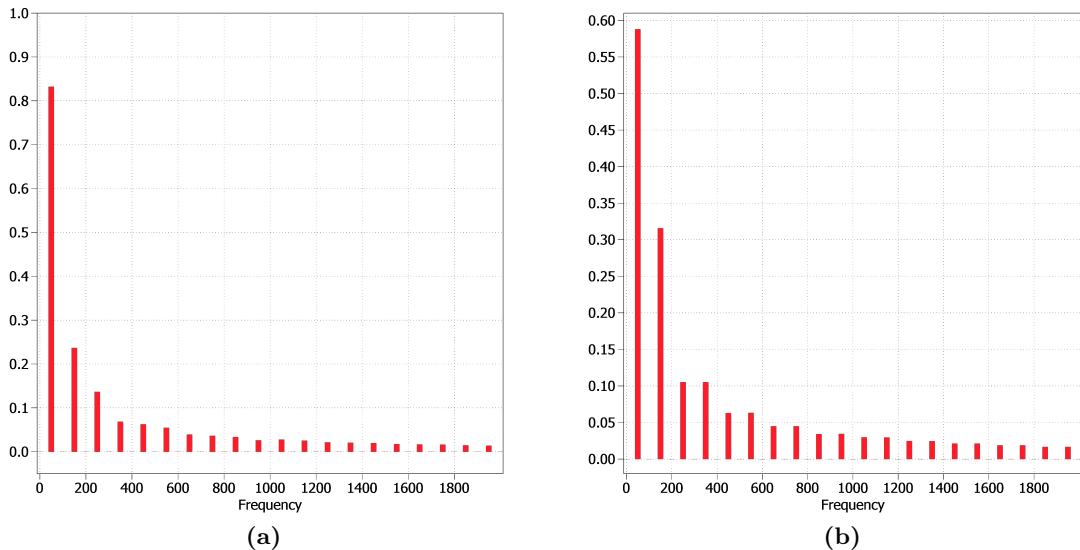


Abbildung 3.11: Amplitudenspektrum (a) 60° (b) 90°

3.2.2 Einphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle von 0.5 und 0.8

Als Nächstes wird eine Simulation für die Schwingungspaketsteuerung aufgebaut 3.12. Auch hier ist je ein Duty Cycle von 0.5 3.12a, beziehungsweise 0.8 3.12b verwendet worden, damit man

die Resultate wieder mit der Matlab-Funktion vergleichen kann. Andere Duty Cycles sind im Anhang B ersichtlich.

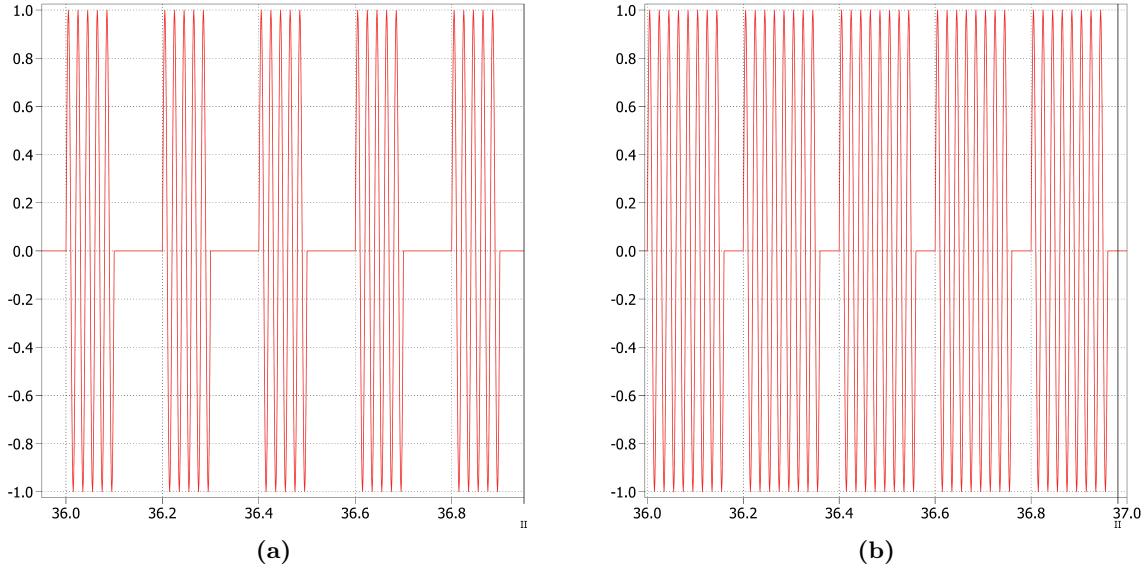


Abbildung 3.12: Schwingungspaket mit einem duty cycle (a) 0.5 (b) 0.8

In der Abbildung 3.13 ist das Amplitudenspektrum des Schwingungspaketes mit einem Duty Cycle von 0.5 dargestellt. Auf der linken Seite der Abbildung 3.13a erkennt man das bekannte Spektrum von 0 - 100 Hz mit den subharmonischen Werten unterhalb von 50 Hz und den zwischenharmonischen Schwingungen von 50 Hz -100 Hz. In Abbildung 3.13b erweiterte man das Spektrum bis zu 1000 Hz. Auch hier ist eine optische Ähnlichkeit zur Matlab-Funktion ersichtlich.

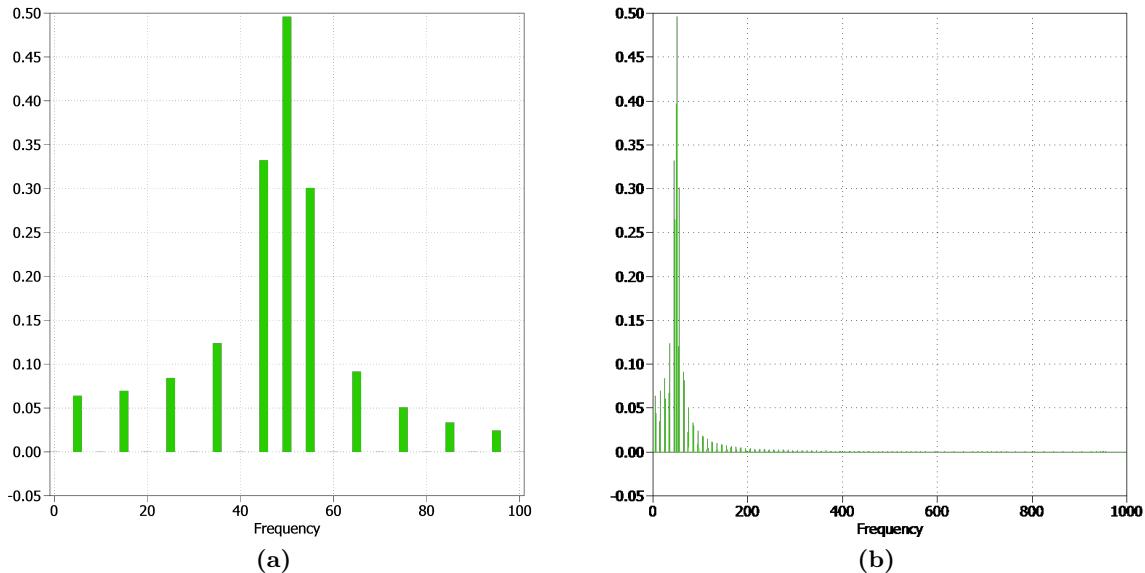


Abbildung 3.13: Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.5 von (a) 0 - 100 Hz (b) 0 - 1000 Hz

Vollständigkeiten halber ist das Gleiche noch mit einem Duty Cycle von 0.8 realisiert. Auch hier ist das Spektrum, in der linken Abbildung 3.14a mit einer Frequenz von 0 Hz - 100 Hz und im rechten Bild 3.14b bis 1000 Hz, dargestellt.

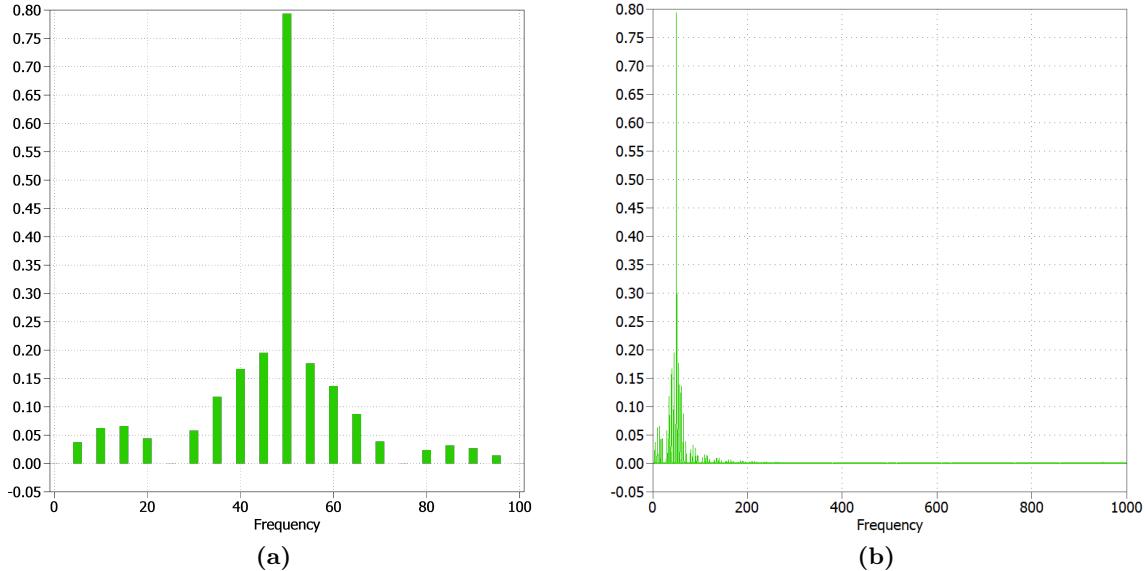


Abbildung 3.14: Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.8 von (a) 0 Hz - 100 Hz (b) 0 Hz - 1000 Hz

Zum Schluss ist das lineare absolute Spektrum der beiden Duty Cyclen, 0.5 in Abbildung 3.15a und 0.8 in Abbildung 3.15b, veranschaulicht. Damit man die Grafiken mit der Matlab-Simulation vergleichen kann, wird das Spektrum bis zu einer Frequenz von 100 Hz angezeigt. Auch hier erkennt man eine optische Ähnlichkeit zur Matlab-Simulation.

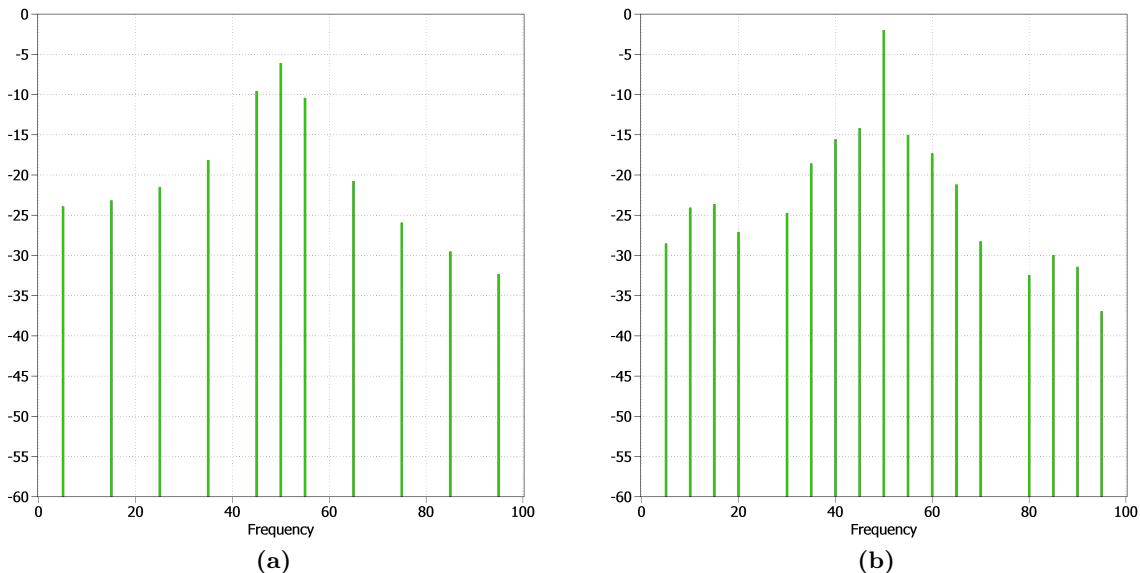


Abbildung 3.15: Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8

3.2.3 Vergleich der einphasigen Resultate mit Plecs und Matlab

Optisch betrachtet, sind die Resultate der beiden einphasigen Simulationen sehr ähnlich aus. Um jedoch eine konkrete Bestätigung der Analyse zu erhalten, sind alle Werte der einphasigen Simulationen numerisch und visuell miteinander verglichen worden. Man erkennt, dass die meisten gegenübergestellten Werte eine Abweichung von unter 1 % haben. Dies Abweichung entsteht, da die Auflösung der Plecs-Simulation bewusst niedriger eingestellt ist, um die Darstellungszeit der Funktion zu verkürzen. Mit den Resultaten darf man trotzdem zufrieden sein, da sich die Werte, nur minimal von denen der Matlab-Funktion unterscheiden. In der Abbildung 3.16 ist der Vergleich des Amplitudenspektrum mit einem Phasenanschnittswinkel von 90° ersichtlich. Die anderen Aufnahmen sind optisch und nummerisch im AnhangB dargestellt.

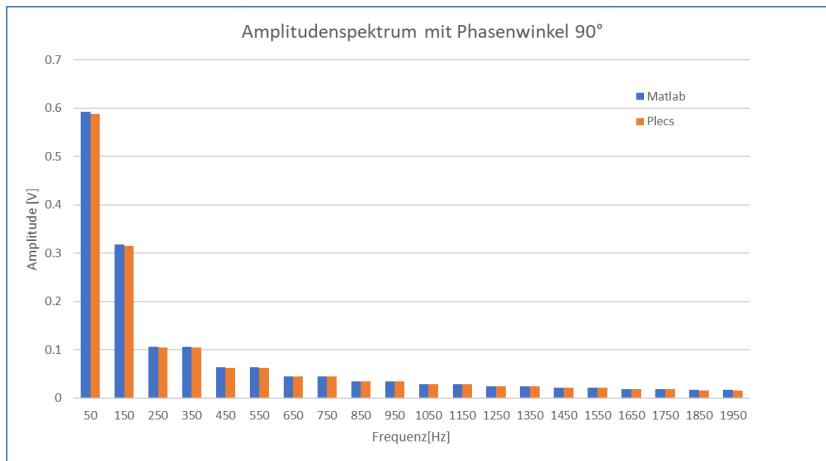


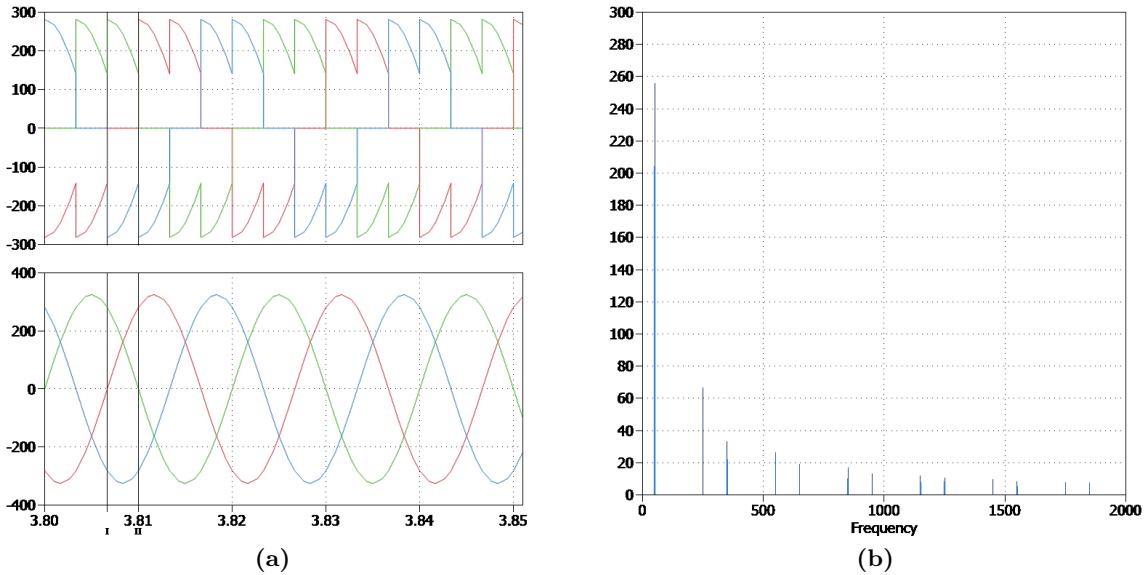
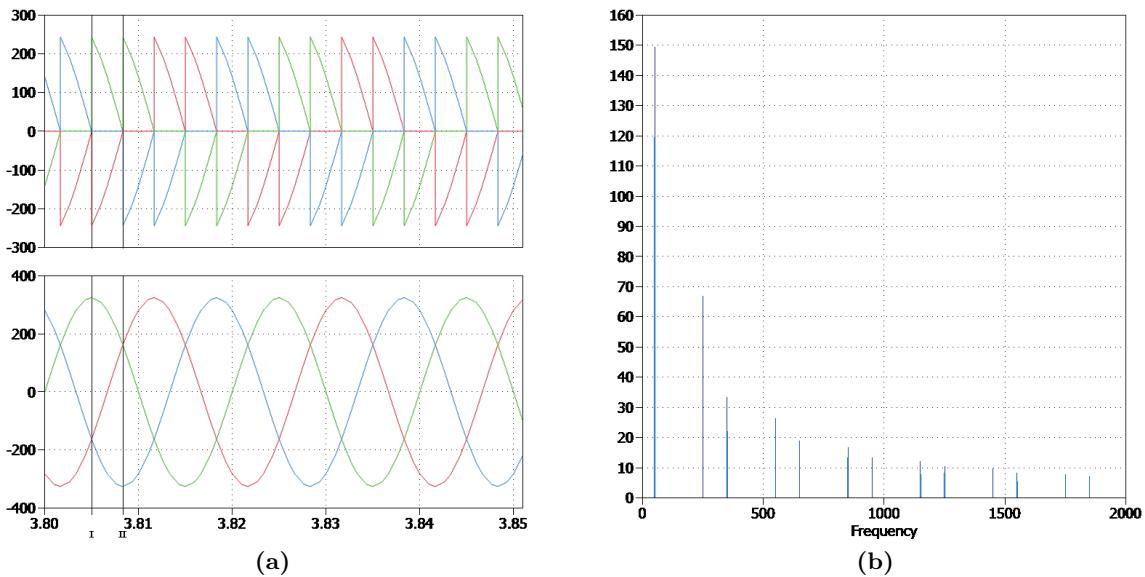
Abbildung 3.16: Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel 90°

3.2.4 Dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° und 90°

Folgende Abbildungen 3.17 und 3.18 beinhalten die Simulation der dreiphasigen Phasenanschnittsteuerung, mit den bekannten Winkel von 60° und 90° . In den Abbildungen 3.17a und 3.18a ist im unteren Bereich das Eingangssignal mit der verketteten Nennspannung von 230 Volt dargestellt. Die oberen Bildern zeigen die Spannungen, welche über den Widerständen abfallen, nachdem der jeweilige Triac, mit dem eingestellten Winkel, gezündet hat. Die Werte der Widerstände stellte man auf 150Ω ein, da der Culatti im Messaufbau den gleichen Wert hat.

Anhand von Cursor 1 erkennt man, dass zuerst eine positive Halbwelle der Eingangsspannung, des ersten Phase (grün), anliegt. Der positive Thyristor des ersten Triacs zündet somit bei 90° , beziehungsweise bei 60° . Da der Sternpunkt bei dieser Schaltung nicht mit dem Neutralleiter verbunden ist, tritt eine negative Spannung über dem Thyristor des zweiten Triac auf (rot). Beim Cursor 2 hat es eine negative Eingangsspannung der zweiten Phase (blau). Somit zündet der negative Thyristor des dritten Triacs, und die entgegengesetzte positive Spannung entsteht über dem ersten Thyristor (grün) des ersten Triacs. Diese Abfolge wird beliebig weiter geführt. Da es sich um eine ohmsche Last handelt, verhält sich das Stromsignal phasengleich wie die Spannungskurve.

In der Abbildung 3.17b und 3.18b erkennt man die beiden FFTs der jeweiligen Phasenanschnittsteuerungen. Es ist ersichtlich, dass auch bei dreiphasigen Phasenanschnittsteuerungen nur Harmonische Oberschwingungen vorkommen und keine sub- oder zwischenharmonische.

Abbildung 3.17: dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60° (a) Signal (b) FFTAbbildung 3.18: dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 90° (a) Signal (b) FFT

3.2.5 Dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycles von 0.5 und 0.8

Nachfolgend sind die dreiphasigen Schwingungspaketsteuerungen mit den Duty Cycle von 0.5 in Abbildung 3.19a und 0.8 in Abbildung 3.20b dargestellt. Die drei Eingangsspannungen und die Widerstände sind gleich eingerichtet, wie bei der dreiphasigen Phasenanschnittsteuerung. Daher sind auch die Strom- und Spannungsverläufe wieder phasengleich. Bei den grünen, roten und blauen Kennlinien handelt es sich um die Spannungspakete über den einzelnen Widerständen. In den Bildern 3.19b und 3.20b sind die FFTs der Schwingungspaketsteuerung ersichtlich. Man

erkennt vor allem, dass es vor und nach 50 Hz (hoher Peak) viele sub- und zwischenharmonische Oberschwingungen hat.

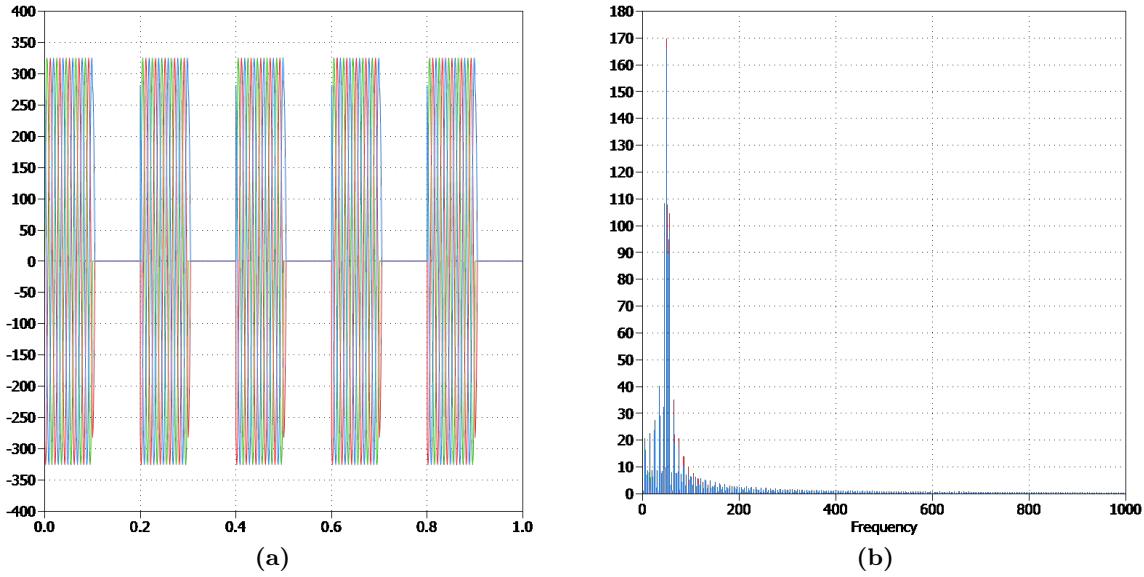


Abbildung 3.19: dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.5 (a) Signal (b) FFT

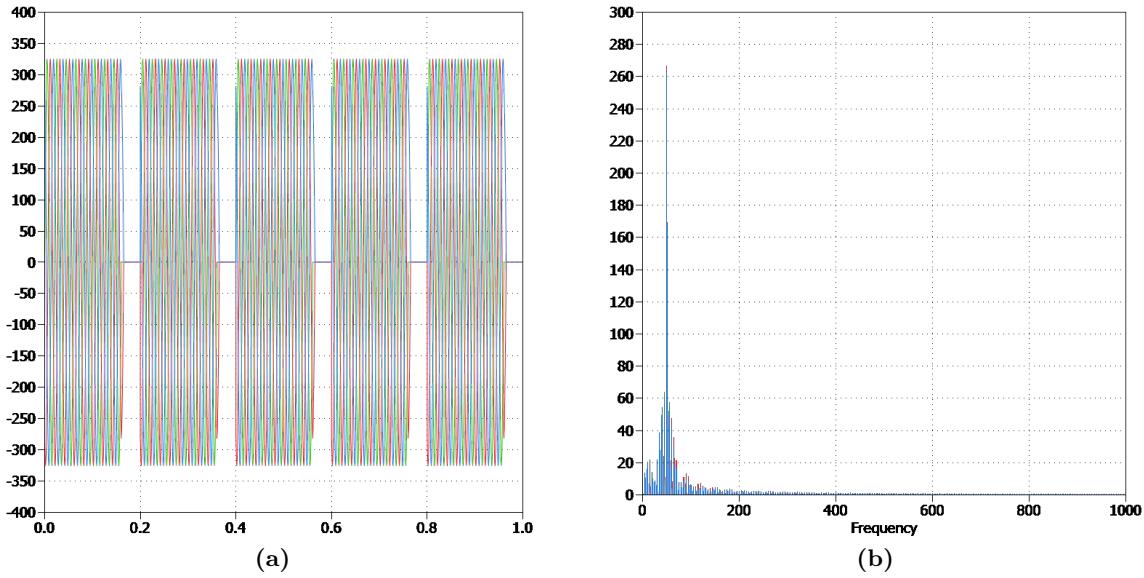


Abbildung 3.20: dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.8 (a) Signal (b) FFT

3.2.6 Einphasige Kombination des Sanft-Anlassen

Nach der Simulationen der beiden Steuerungsverfahren im ein- und dreiphasigen System, wird die Kombination der beiden Verfahren entwickelt. In der Abbildung 3.21b erkennt man ein sanftes ansteigen der Spannung bis auf die volle Leistung und nach einiger Zeit wieder ein sanftes Herunterfahren der Spannung bis sie null beträgt. In Abbildung 3.21a ist der Duty Cycle auf 0.5 eingestellt. Die einzelnen Pakete verhalten sich nun so wie das sanfte Hoch- und Runterfahren der Spannung, erkennbar in Abbildung 3.21b. Vergleicht man das FFT in Abbildung 3.22a mit dem FFT des Schwingungspaketes mit hartem Zu- und Wegschalten 3.13b ist eine Verringerung der subharmonischen Schwingungen ersichtlich. Das sanfte Hinauf und Hinunterfahren hat aber zufolge, dass die Oberwellen bei den Harmonischen zunehmen.

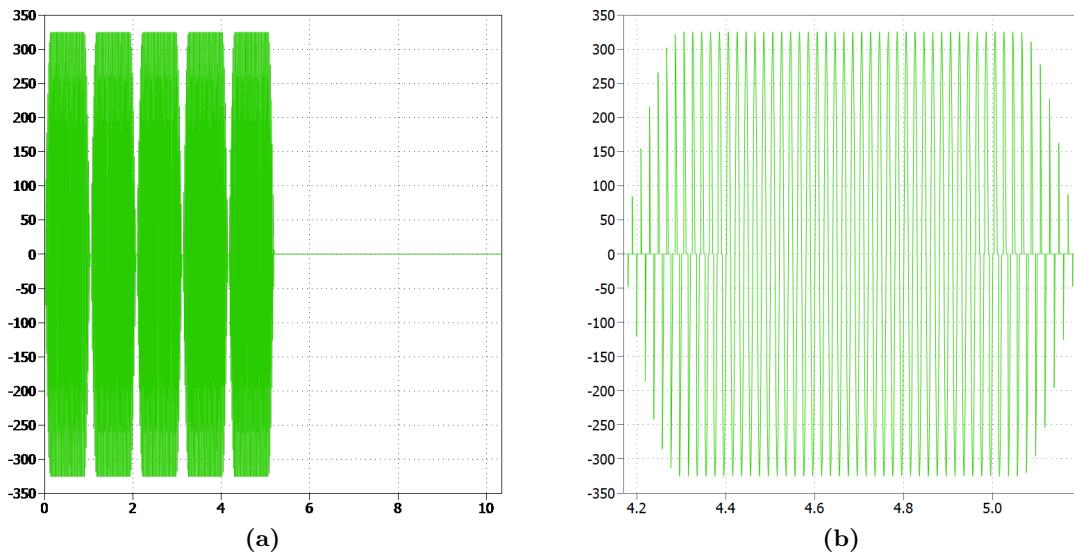


Abbildung 3.21: Einphasiges Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt eines Paketes

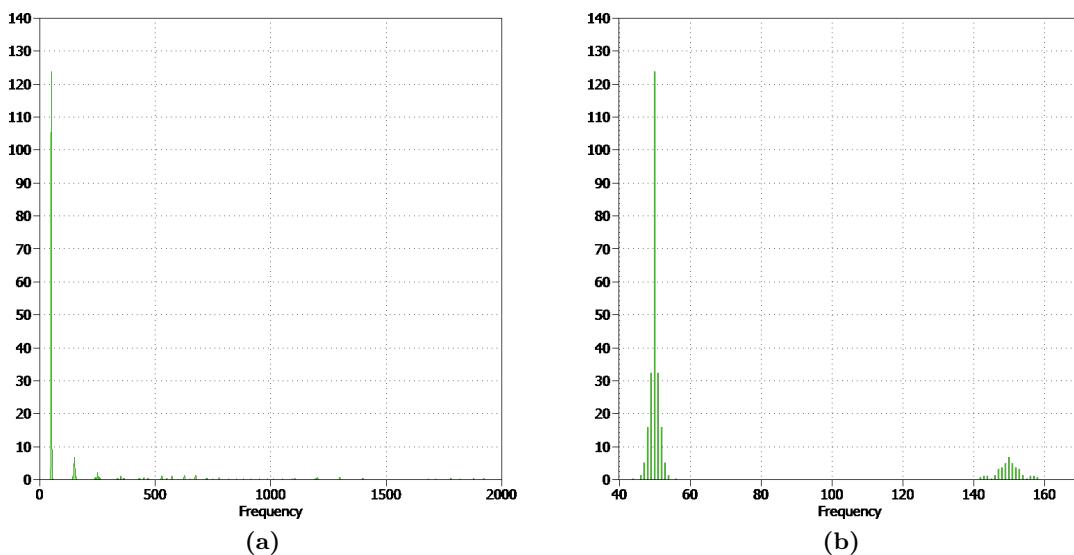


Abbildung 3.22: FFT des einphasigen Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 40 Hz - 170 Hz

3.2.7 Dreiphasige Kombination des Sanft-Anlassen

Die Abbildung 3.23 zeigt eine dreiphasige Steuerung des Hoch- und Runterfahrenen. Das dargestellte Spannungssignal hat einen duty cycle von 0.5, ersichtlich in Abbildung 3.23a. Die Kurve und die Funktion der Spannung verhält sich ähnlich wie die Kombination des einphasigen Hoch- und Runterfahrenen. Die drei Farben grün, rot und blau zeigen die verschiedenen Spannungen über den drei Widerständen an. Da es sich hier um eine rein ohmsche Last handelt, sind die Ströme phasengleich mit der Spannungen. Bei dem FFT in Abbildung 3.24 von 0 Hz - 2000 Hz erkennt man den grössten Peak bei der Grundschwingung von 50 Hz. Die sub- und zwischenharmonischen Schwingungen fallen bei der sanftanlasser Steuerung viel mehr ins Gewicht als die Harmonischen. Sie sind nur noch minimal vorhanden.

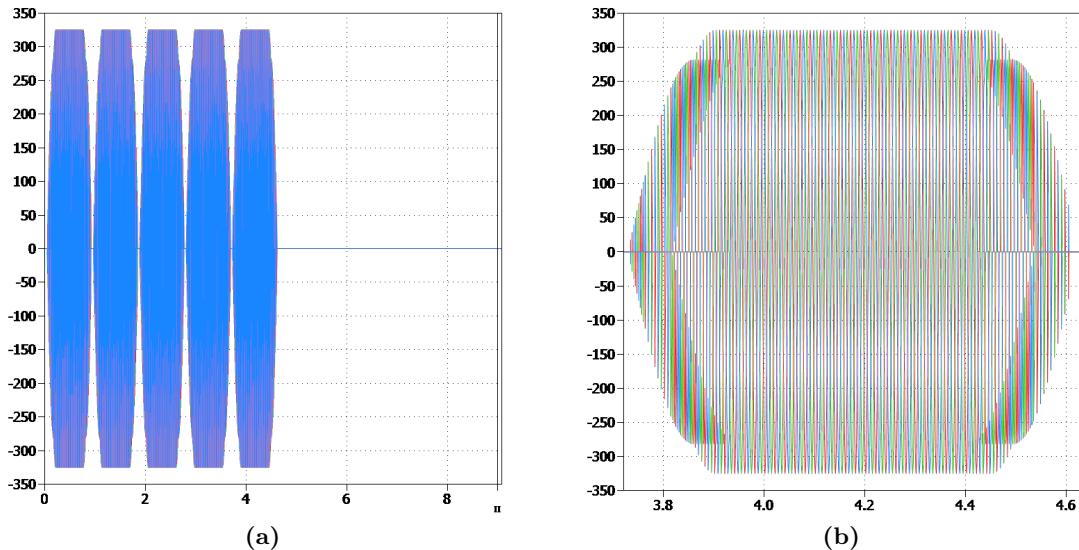


Abbildung 3.23: Dreiphasiges Sanft-Anlassen mit einem duty cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt

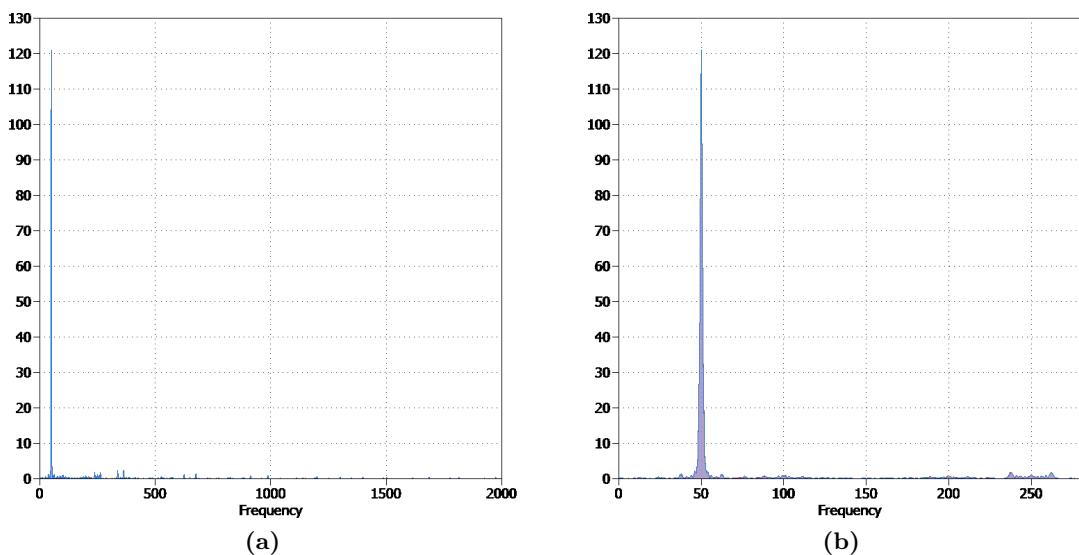


Abbildung 3.24: FTT des dreiphasigen Hoch- und Runterfahrenen mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz - 300 Hz

3.2.8 Alternative Ansteuerungen

In der Praxis kommen zum Teil die sogenannten Sparsteuerungen zum Einsatz. Bei dieser Steuerungsart werden nicht alle drei Phasen angesteuert sondern nur deren eine oder zwei. Damit man ein solches Verfahren erhält, überbrückt man die Thyristoren in der gewünschten Phase. Eine weitere Möglichkeit ist, die Thyristoren gar nicht erst in die Schaltung einzubinden. Man kann sie deshalb kurzerhand weglassen. Die überbrückte Phase dient dabei als Ausgleichs- und Rückleiter. Mit Plecs wurden solche Verfahren simuliert, wobei die Last in Stern oder Dreieck geschaltet ist. Die Ansteuerung der nicht veränderten Phasen, verhalten sich gleich wie die der dreiphasigen Kombinationssteuerung. Das folgende Kapitel 3.2.8 zeigt die Simulation einer zwei Phasen Ansteuerung bei der die Last in Stern geschaltet ist.

Zwei Phasen Ansteuerung mit Last in Stern

Bei der Abbildung 3.25 erkennt man ein zweiphasiges Ansteuerungsart, bei der die dritte Phase (blau) überbrückt wurde. Es sind wiederum fünf Schwingungspakete ein- und ausgeschaltet, was einem Duty Cycle von 0.5 entspricht. In Abbildung 3.25b ist eines der fünf Schwingungspakete dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Spannung welcher über die Thyristoren anfallen, immer direkt über die überbrückte Phase abfällt. Daher sind am Anfang und Ende die blauen Spannungsspeaks ersichtlich. Sobald jedoch die volle Spannung bezogen wird, verhält sich dieses Verfahren wie die dreiphasige Kombination der Sanften-Ansteuerung. Alle Thyristoren haben daher einen Zündwinkel von 0° und das System verhält sich symmetrisch.

In der Abbildung 3.26 ist das FFT der zwei Phasen Ansteuerung, wiederum von 0 Hz bis 2000 Hz auf der linken Seite und 0 Hz bis 280 Hz auf der rechten Seite, dargestellt. Vergleicht man dies, mit dem der dreiphasigen Kombination, erkennt man, dass die Ausbreitung der Oberschwingungen bei diesem Verfahren viel grösser sind. Außerdem ist bei 150 Hz, der dritte Harmonische, ein Spannungsspeak erkennbar. Dieser kommt davon, dass eine Asymmetrie zwischen den drei Phasen herrscht, da die dritte Phase nicht angesteuert wird.

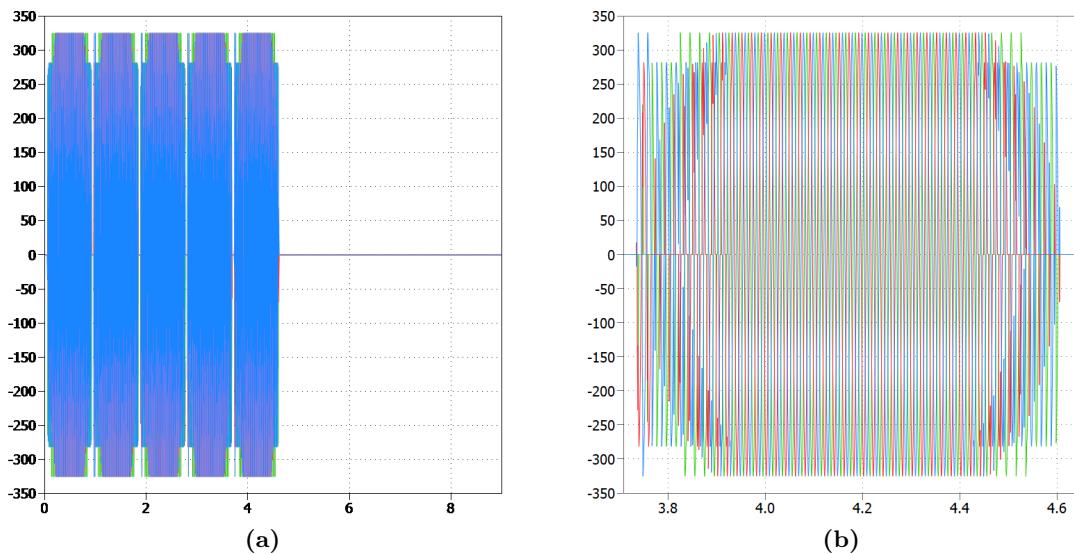


Abbildung 3.25: Zweiphasige Ansteuerung mit Last in Stern (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt

Andere
Steuerungs-
arten sind
digital er-
sichtlich.

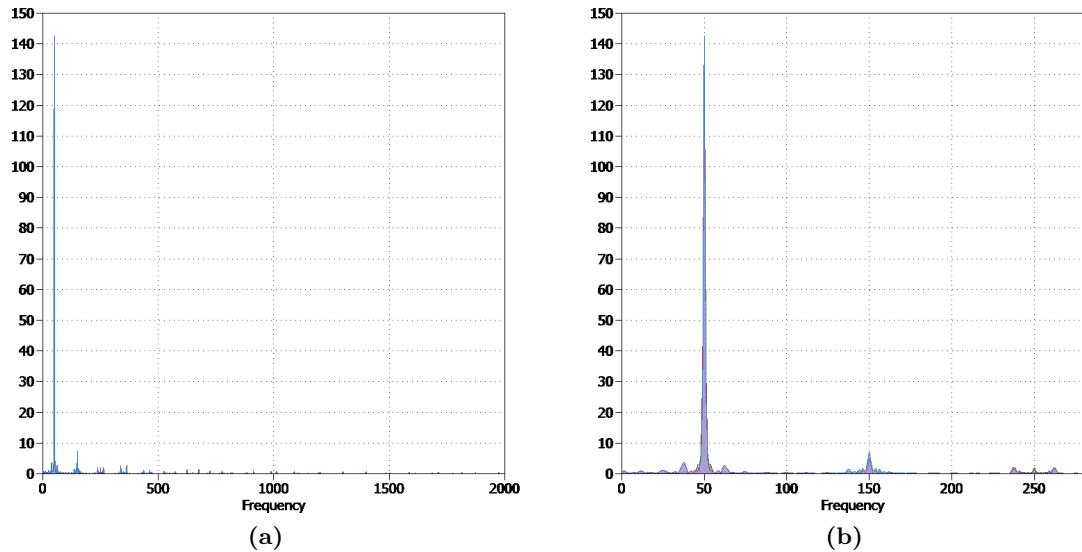


Abbildung 3.26: FTT der zweiphasigen Ansteuerung (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz -280 Hz

Halbwellensteuerung

Eine weitere Möglichkeit, die Thyristoren anzusteuern, ist die Halbwellensteuerung. Dabei wird die positive Halbwelle einer Phasen und zwei negative Halbwellen der anderen Phasen auf die Last geführt. Dies ist mit dem Thyristorsteller, welcher für das Projekt benutzt wurde nicht möglich, da dieser alle 3 Phasen gleich ansteuert. Deshalb wurde dieser Fall nur mit Plecs simuliert. Das Problem bei dieser Steuerung ist, dass wenn der Sternpunkt nicht mit dem Nullpunkt verbunden ist, der Phasenverlauf im Plecs schwer zu kontrollieren ist. Da die Summe der Spannungen immer 0 geben muss und die Spannungen phasenverschoben sind gibt es einen sehr unschönen Spannungsverlauf. Wenn das FFT analysiert wird, fällt schnell auf, das die Grundschwingung von 50 Hz nicht den höchsten Peak hat.

Einfügen
Bild Simula-
tion

4 Messaufbau

In diesem Kapitel befinden sich die verschiedenen Komponenten, welche für den Messaufbau benötigt wurden. Dazu gehören die Spannungsverstärkerschaltung, welcher auf den Arduino montiert ist, das eingebaute Filter und wie der Arduino für die verschiedenen Funktionen programmiert wurde.

4.1 Laboraufbau

Um die Simulationen in die Praxis umzusetzen, wurde ein “T-Drive 3Ph compact Thyristorsteller“ von der Firma Chemtronic, vom Dozenten zur Verfügung gestellt. Wie der Name des Produktes schon sagt, arbeitet dieser Thyristorschaltung mit 3 Phasen. Für die Ansteuerung des Zündwinkels kann ein Potenziometer verwendet werden, dies hat jedoch den Nachteil, dass der Zündwinkel von Hand eingestellt werden muss. Jedoch kann die Ansteuerung auch über ein Spannungssignal von 0 V - 10 V benutzt werden. Um dieses Spannungssignal erzeugen zu können, wurde ein Arduino Mega 2560 verwendet. Das Problem dabei ist, dass der Arduino nur eine Ausgangsspannung von 5 V erzeugen kann. Deshalb wurde eine Spannungsverstärkerschaltung designt, welche die Spannung verdoppelt. Um die variable Spannung zu erzeugen, wurde im Arduino die PWM-Funktion genutzt. Diese läuft mit einer Frequenz von 490 Hz. Für die Ansteuerung sollte aber eine reine DC-Spannung geliefert werden. Deshalb wurde zusätzlich ein Tiefpass-Filter erster Ordnung am Ausgang des Arduinos eingebaut, mit einer Cut-off Frequenz von 1 Hz.

4.1.1 Filter

Um die Elemente des Tiefpassfilters zu berechnen, wurde folgende Formel verwendet.

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (4.1)$$

Dabei wurde $f = 1 \text{ Hz}$ eingesetzt und so kann die Kapazität oder der Widerstand frei gewählt werden. Für die Kapazität wurde $10 \mu\text{F}$ ausgesucht. Somit ergab sich einen Widerstand von 16Ω .

4.1.2 Verstärkerschaltung

Die Verstärkung einer nicht invertierenden Verstärkungsschaltung wird wie folgt berechnet.

$$V_u = 1 + \frac{R_3}{R_2} \quad (4.2)$$

Um die Ströme klein zu halten, wurden Widerstände von $12 \text{ k}\Omega$ ausgewählt. Um eine Verstärkung von zwei zu erreichen, wurden die beiden Widerstände gleich gross gewählt.

Diese Schaltung wurde zusätzlich noch im Plecs simuliert.

Nach dem Aufbau der Verstärkerschaltung wurde die Ausgangsspannung bei einem duty-cycle von 1 gemessen. Dabei wurde ein Wert von 9.885 V gemessen. Dies bedeutet das der Thyristorsteller nicht voll ausgesteuert werden kann. Deshalb wurde bei der Verstärkerschaltung die Verstärkung erhöht.

evt. einfügen grafik
Plecs

$$\frac{12 \text{ k}\Omega}{11 \text{ k}\Omega} = 1.09 \quad (4.3)$$

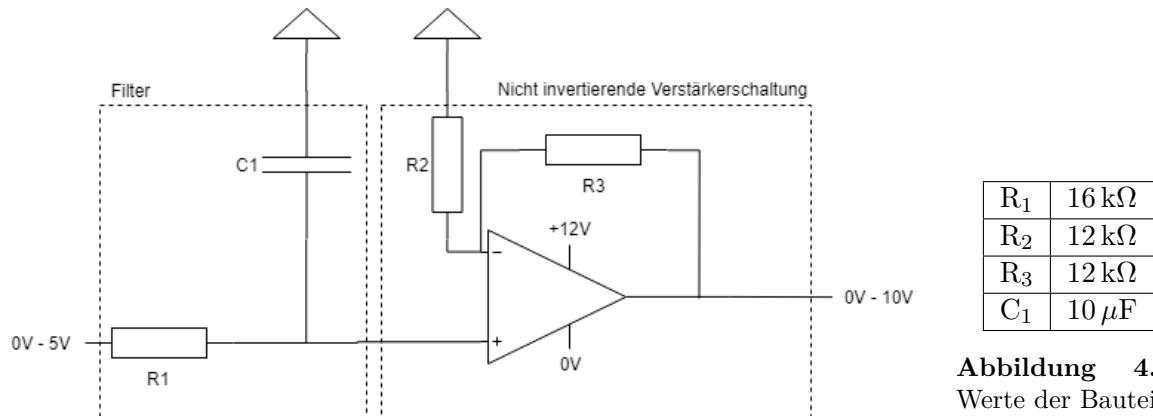


Abbildung 4.1: Schema Verstärkerschaltung

Dies resultiert in eine Verstärkung von:

$$V_u = 1 + \frac{12k\Omega}{11k\Omega} = 2.09 \quad (4.4)$$

Nach dem Einbau des neuen Widerstandes wurde eine Spannung von 10.2 V am Ausgang gemessen. Somit kann der Thyristorsteller voll ausgesteuert werden.

4.2 Laboraufbau mit einem Widerstand

Nach dem Feststellen der Funktionalität der Spannungsverstärkungsschaltung konnte mit dem Laboraufbau begonnen werden. Hierzu wurde ein variabler Culatti-Widerstand als Last benutzt. Dieser hat den Vorteil das die Last bei allen Phasen symmetrisch ist. Um den Strom klein zu halten, wurde ein Widerstand von 150Ω gewählt. Der Aufbau der Messschaltung ist auf der Abbildung 4.3 ersichtlich.

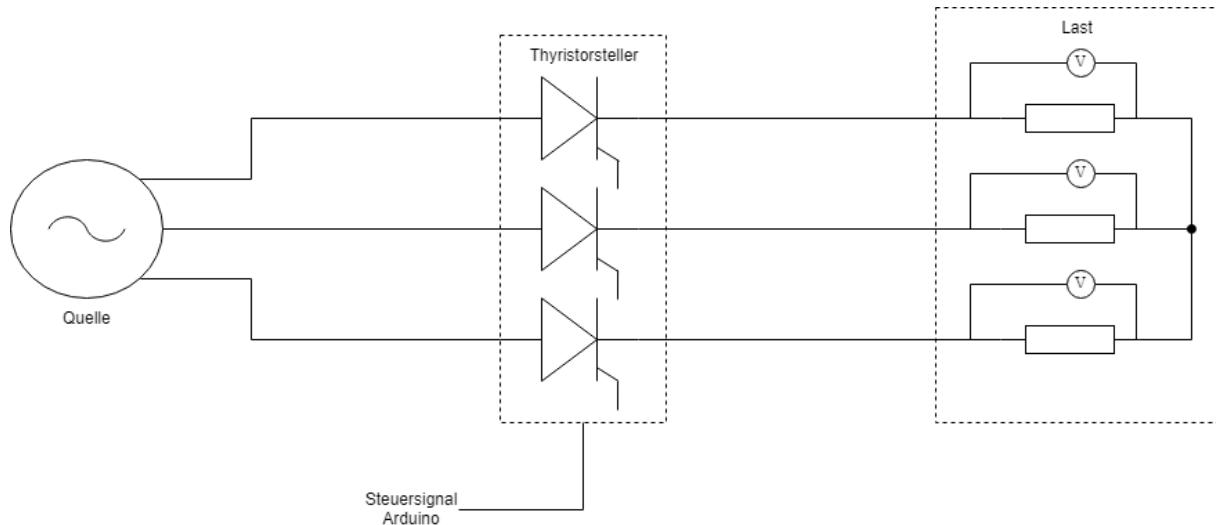


Abbildung 4.3: Schema Messaufbau

Um zu analysieren wie sich die Spannung bei der Last in Dreieck verläuft, wurde die Last auch in Dreieck geschaltet werden.

4.3 Laboraufbau mit einer ASM

Gleich wie beim Laboraufbau wurde bei diesen Versuchen eine ASM als Motor in den Stromkreis geschaltet. Dabei wurde auch wieder der Motor in Stern und in Dreieck geschaltet. Für die ASM wurde eine kleine Maschine der Marke Lukas Nülle mit einer Leistung von 0.3 kW verwendet. Dies hat den Grund, dass bei dieser Maschine ein Drehzahlgeber vorhanden war um die Drehzahlen messen zu können. Da die Maschine nicht wie der Widerstand, eine rein Ohmsche Last ist, verhielten sich die Spannungen anders. Ein weiterer interessanter Punkt bei dem Motor ist, dass wenn die Spannung abgeschaltet wird, die Motor sich noch eusdrehen muss und so sehr träge auf Veränderungen reagiert.

4.4 Arduino

Das Arduino-Programm, welches den Thyristorsteller ansteuert, wurde mit der Arduinosoftware geschrieben. Vorteil des Arduinos ist, dass die Software Open-source ist und sich für fast jede erdenkliche Arbeit auf dem Internet Beispielcodes befinden. Desweitern ist eine grosse Versibilität durch den Arduino gewährleistet. Mit den verschiedenen I/O Pins können Spannungen bis zu 5 V gemessen und DC-Spannungen mit einem PWM ausgegeben werden.

4.4.1 Phasenanschnittssteuerung mit Arduino

Die Phasenanschnittssteuerung wird der einfachen 0 V bis 10 V Ansteuerung des Thyristorstellers gemacht. Dabei ist die Ansteuerungskennlinie linear und so entsprechen 5 V einem Zündwinkel von 90°. Diese Ansteuerungsbereich muss nur auf die 0 bis 255 Werte umgerechnet werden, da der analogWrite Bereich des Arduinos so konzipiert ist. Wenn so z.B. ein Winkel von 90° erwünscht ist, muss ein Wert von 127 ausgegeben werden.

4.4.2 Schwingungspaketsteuerung mit Arduino

Die Schwingungspaketsteuerung funktioniert mit dem Thyristorsteller nicht so einfach, da dieser für Phasenanschnitt gedacht ist. Jedoch kann beim Arduino umgeschaltet werden zwischen HIGH und LOW mit einer bestimmten Zeitverzögerung dazwischen. Das Problem was sich dabei stellt, ist dass der Thyristorsteller und die Spannungsverstärkerschaltung beide zusammen eine Zeitverzögerung von 0.2 s haben. So schaltet der Sinus verzögern ein und dies resultiert in einem Hochfahren von 0.35 s. So verhält sich die Schwingungspaketsteuerung mehr wie ein Sanft-Anlasser.

4.4.3 Sanft-Anlasser

Um den Sanft-Anlasser zu implementieren wurde die beiden vorherigen Verfahren kombiniert. Anstatt jedoch nur einen Winkel vorzugeben, wurde mit einer for-Schleife die Ansteuerungsspannung und so der Zündwinkel linear erhöht. Sobald sich die Spannung auf dem Maximum befindet, wird für 0.2 s gewartet. So wird für eine kurze Zeit die maximale Spannung ausgegeben. Danach wird mit einer zweiten for-Schleife runtergefahren. Die Geschwindigkeit des Hoch- & Runterfahrens kann verändert werden. Die Auswirkungen der Geschwindigkeit der Steigung wird im Kapitel genauer erklärt. Wenn die minimale Spannung erreicht ist, wird 0.1 s gewartet bis das nächste Hochfahren anfängt, dies hat den Grund da sonst das Spannungssignal nicht auf Null geht. Diese zwei for-Schleifen befindet sich in einer dritten for-Schleife. Diese ist dafür zuständig, mittels Schwingungspakertsteuerung einstellen zu können wieviele Hoch- & Runterfahren gemacht werden bevor der ganze Zyklus wieder von vorne beginnt. Wenn z.B. fünf Schwingungspakete von zehn durchgeschaltet werden, bedeutet dies, dass fünfmal Hoch- & Runtergefahren wird und danach werden die nächsten fünf Schwingungspakete gesperrt.

Kapitel mit
Steigung

4.4.4 Sanft-Anlasser langsam

Für den langsamen Sanft-Anlasser wird wie der Name schon sagt, langsamer als bei dem normalen Sanft Anlasser hochgefahren. Zusätzlich wird nach dem erreichen der maximalen Spannung eine Verzögerung von 6 s eingebaut, bis das Programm wieder Runterfährt. Desweitern bleibt man nach dem erreichen der minimalen Spannung für 3 s auf 0. Danach fährt das Programm wieder hoch. Dies entspricht auch einem Sanft-Anlasser aber wie im Kapitel erklärt, verhält sich das FFT in diesem Fall ganz anders als mit dem normalen Sanft-Anlasser.

4.4.5 Drehzahlmessung für eine Reglerauslegung

Um die Drehzahl der ASM messen und regeln zu können, wurde eine Drehzahlregelung eingebaut. Dabei wird die Spannung über dem Drehzahlgeber gemessen. Die Spannung beträgt bei einer von Drehzahl von 2800 U/min 58.8 V. Die Spannung ist linear von der Drehzahl abhängig, und beträgt so bei z.B. 1400 U/min 29.4 V. Da diese Spannung zu hoch ist um mit dem Arduino messen zu können, wurde ein Spannungsteiler eingebaut.

$$4.94V = 58.8V \cdot \frac{56k\Omega}{56k\Omega + 611k\Omega} \quad (4.5)$$

Somit kann die Spannung mit dem Arduino gemessen werden. Dabei wird die Spannung mit 1024 verschiedenen Stufen gemessen. So entspricht der Wert 512 einer Spannung von 2.5 V. So kann mit dieser Spannung weiter gearbeitet werden. Zusätzlich wird dieser Wert mit den Widerstandswerten des Spannungsteiler auf die Orginalspannung zurück gerechnet. Für den Regler wird für den Sollwert ein Spannungswert vorgegeben. Damit kann von dem Sollwert der Istwert abgezogen werden, um die Differenz zu erhalten. Da der Ausgabewert einem Wert zwischen 0 und 255 entspricht, muss die Differenz umgerechnet werden. Zusätzlich zur Differenz, wird ein PI-Regler benötigt. Mit der Formel: [6]

$$Y(k) = Y(k - 1) + B_0U(k) + B_1U(k - 1) \quad (4.6)$$

Wobei Y der Ausgangsspannung, U der Differenzspannung und k dem Laufparameter entsprechen [7]. Die Parameter B_0 und B_1 werden folgendermassen berechnet:

$$B_0 = \left(K_p + \frac{K_i T}{2} \right) \quad (4.7)$$

$$B_1 = - \left(K_p - \frac{K_i T}{2} \right) \quad (4.8)$$

Nachdem dies berechnet ist, muss die Spannungsdifferenz von der Ausgangsspannung subtrahiert werden. Das Resultat muss danach in die 0 bis 255 Werte umgerechnet werden. Die Werte der Ausgangsspannung und der Differenzspannung werden nach der Ausgabe in den Laufparameter $k - 1$ geladen. Das Problem mit dem PI-Regler ist, dass der Thyristorsteller und die Spannungsverstärkung eine Totzeit besitzen. Dadurch ist das Auslegen eines guten Reglers nicht möglich. Durch das Gespräch mit anderen Studenten, wurde festgestellt das ein Smithprädiktor [8] Abhilfe verschaffen könnte. Dieser rechnet die Totzeiten in das System und dieses kann so genauer geregelt werden. Jedoch wurde der Smithprädiktor nicht mehr implementiert. Der Code für die Drehzahlregelung befindet sich im Anhang.

Kapitel mit
Steigung

Einfügen
Quelle für
Spannungs-
messung

Kapitel
angeben

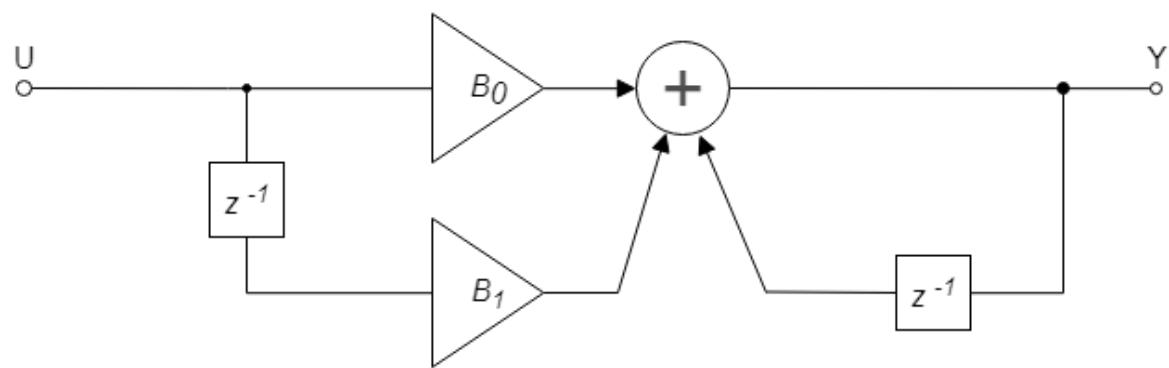


Abbildung 4.4: Blockdiagramm eines digitalen PI-Reglers
[7]

5 Messaufbau Resultate

In diesem Kapitel werden die Messresultate des Laboraufbaus analysiert und mit den Simulationen und den Normen verglichen. Hierbei wurden die Daten der Messungen als .csv Datei gespeichert um mit Matlab die Signale schön darstellen zu können und das FFT berechnen zu können.

5.1 Messungen Spannungen

Um die Werte des Laboraufbaus mit den Simulationen vergleichen zu können, wurden die Spannungen beim Widerstand und bei der ASM gemessen. Dafür wurden die Spannungssignale als Grafik und als Tabelle mit den Werten des FFTs bei den Harmonischen Oberwellen dargestellt.

5.1.1 Messungen Widerstand

Für die Messungen mit dem Widerstand, werden bei der Phasenanschnittsteuerung die Winkel 60° und 90° mit den Simulationen verglichen. Für die Schwingungspaketsteuerung wurde ein Duty cycle von 0.5 und 0.8 verglichen. Des Weiteren werden noch der normale und der Langsame Sanft-Anlasser analysiert.

Phasenanschnitt 60°

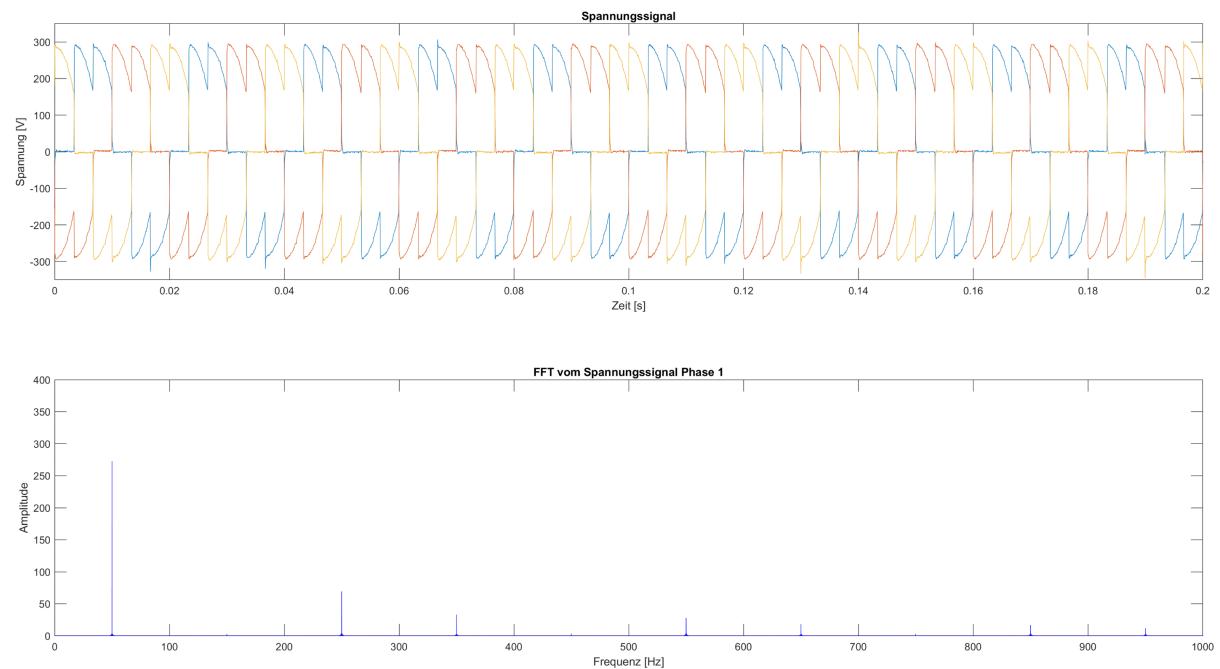


Abbildung 5.1: Messung mit Phasenanschnitt 60°

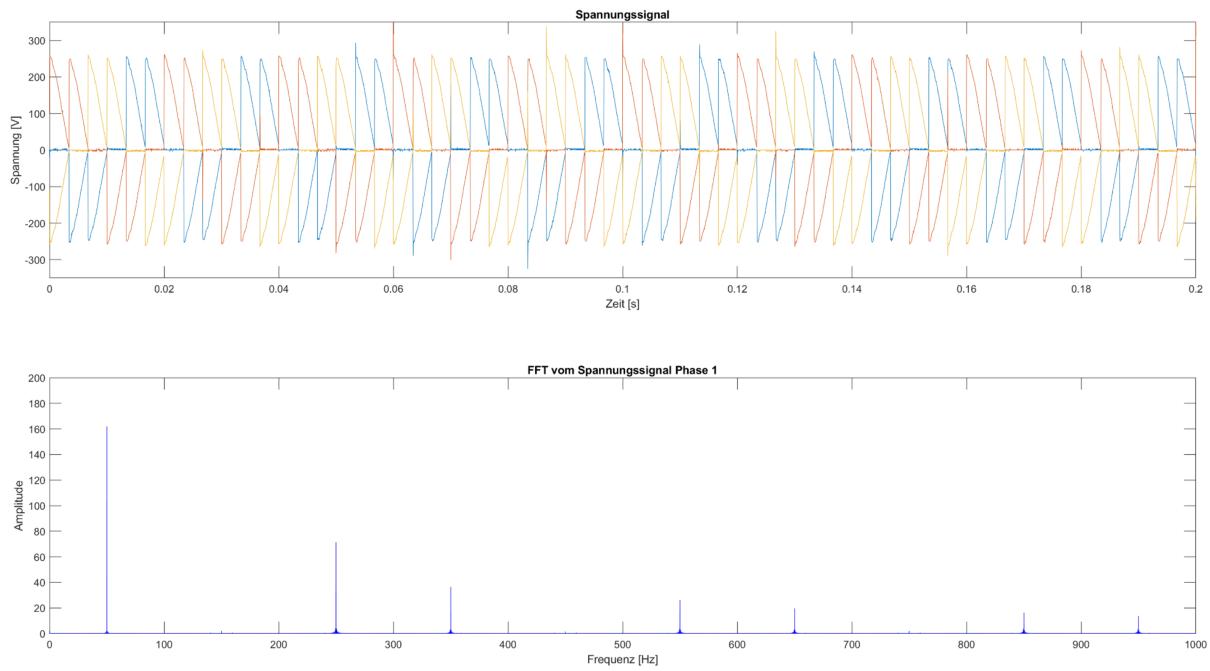
Phasenanschnitt 90°

Abbildung 5.2: Messung mit Phasenanschnitt 90°

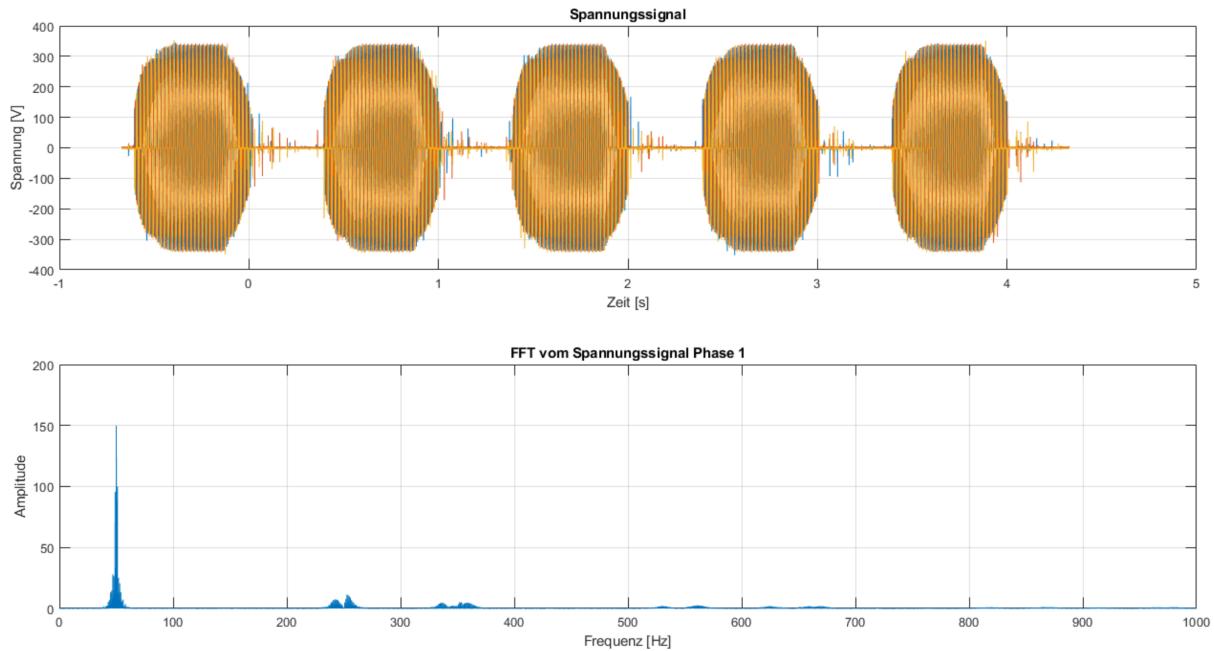
Schwingungspaket 50%

Abbildung 5.3: Messung mit Schwingungspaket 50%

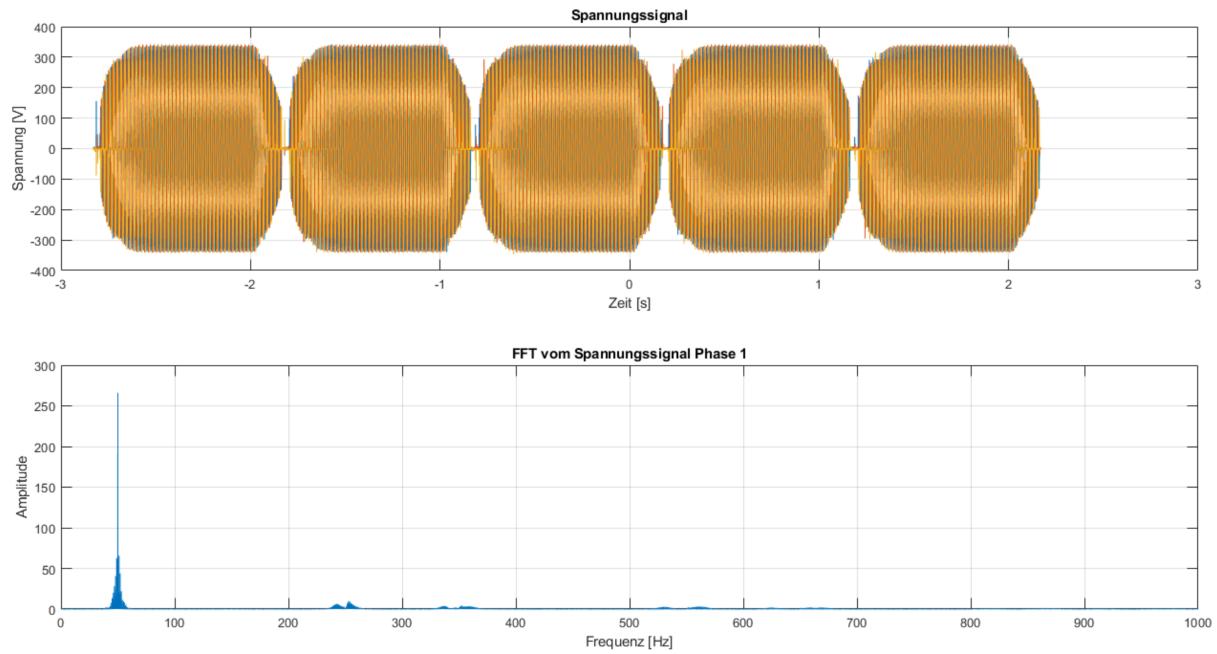
Schwingungspaket 80%

Abbildung 5.4: Messung mit Schwingungspaket 80%

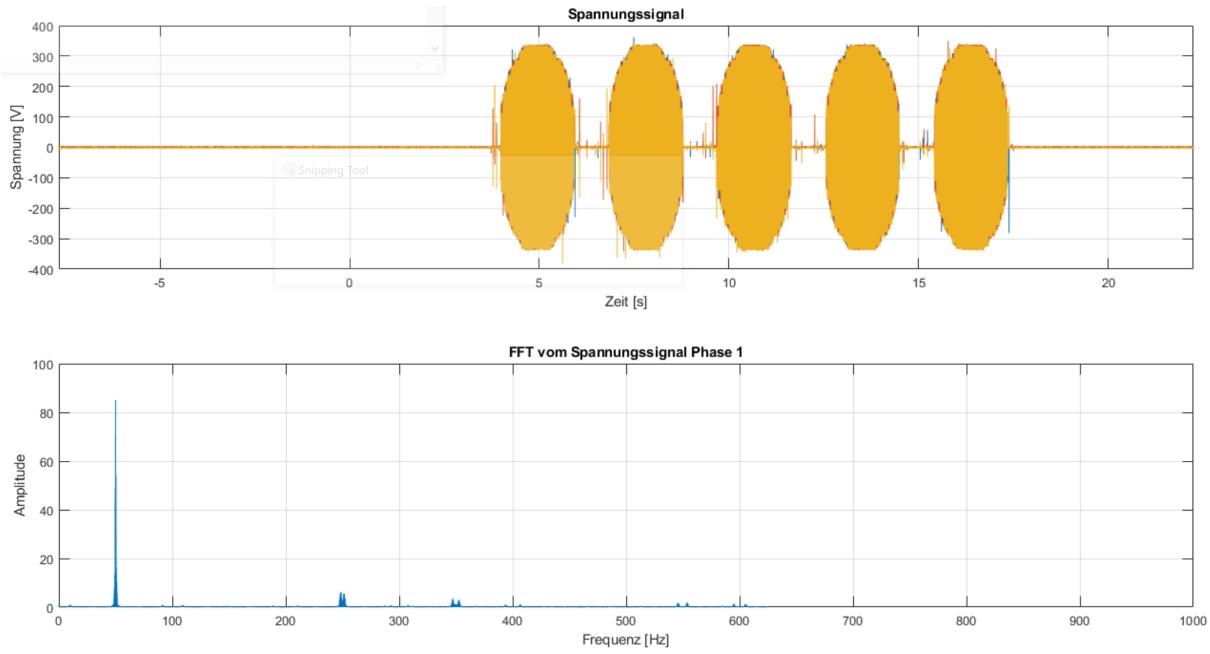
Sanft-Anlasser

Abbildung 5.5: Messung mit Sanft-Anlasser

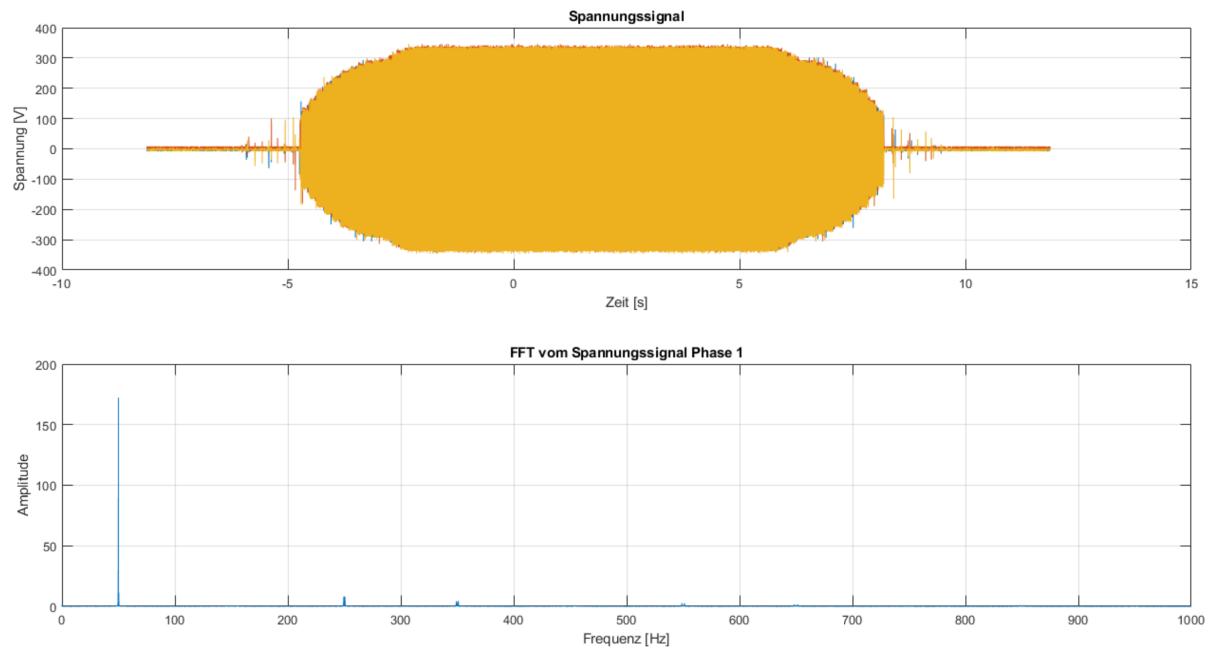
Sanft-Anlasser Langsam

Abbildung 5.6: Messung mit Sanft-Anlasser langsam

5.1.2 Messungen ASM

Um zu analysieren, wie sich der Thyristorsteller bei einer ohmsch-induktiver Last verhält, wurden die Messungen mit einer ASM gemacht. Auch hier wurden die verschiedenen Ansteuerungsarten, Phasenanschnitt mit 60° und 90° , Schwingungspaket mit 50% und 80%, und dem normalen und langsamen Sanft-Anlasser. Dabei wurde schnell festgestellt, dass die Schwingungspaketsteuerung und der normale Sanft-Anlasser sich nicht für eine ASM eignen.

Begründen
wieso nicht

Phasenanschnitt 60°

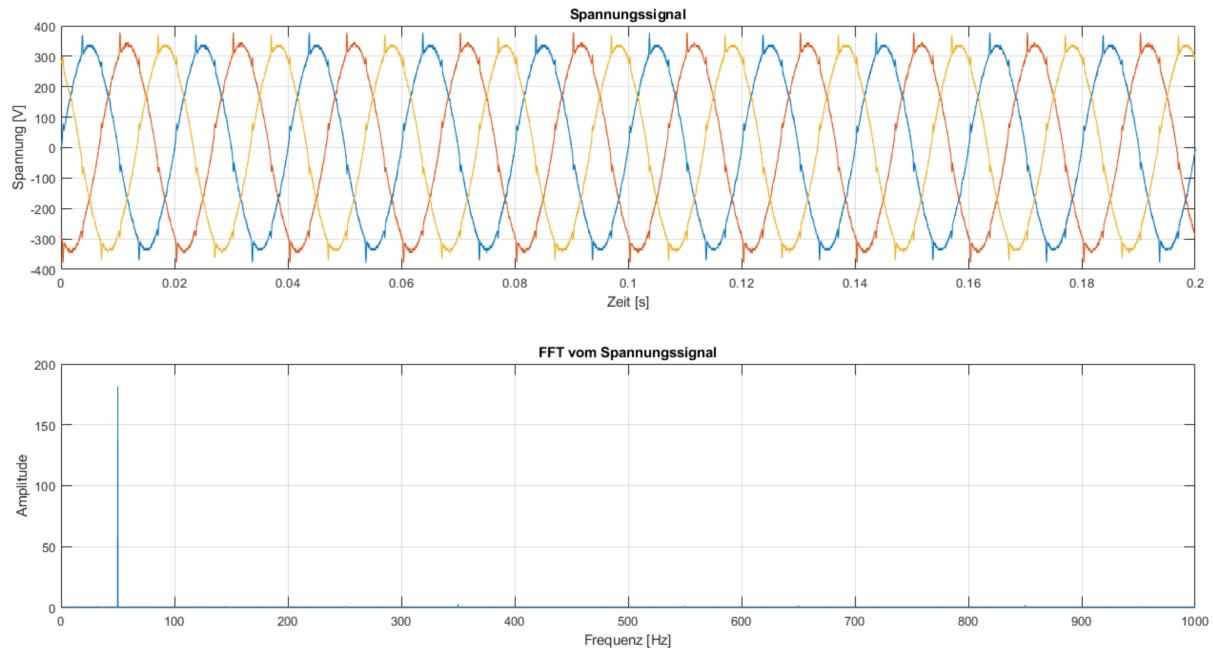


Abbildung 5.7: Messung mit Phasenanschnitt 60°

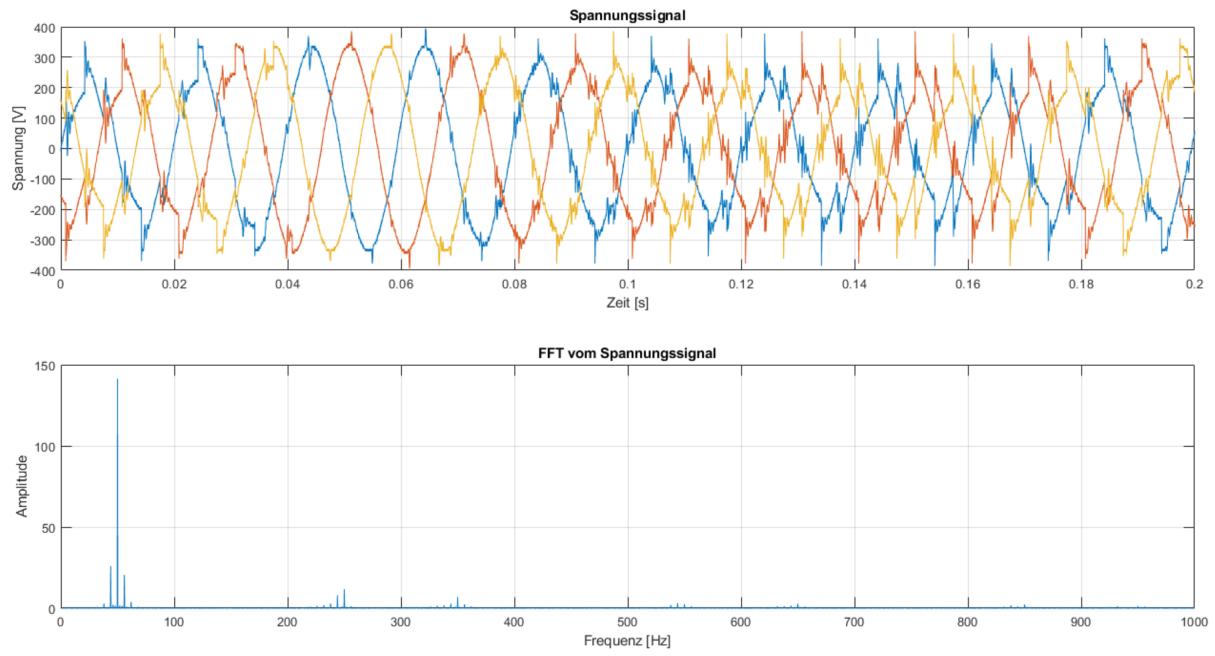
Phasenanschnitt 90°

Abbildung 5.8: Messung mit Phasenanschnitt 90°

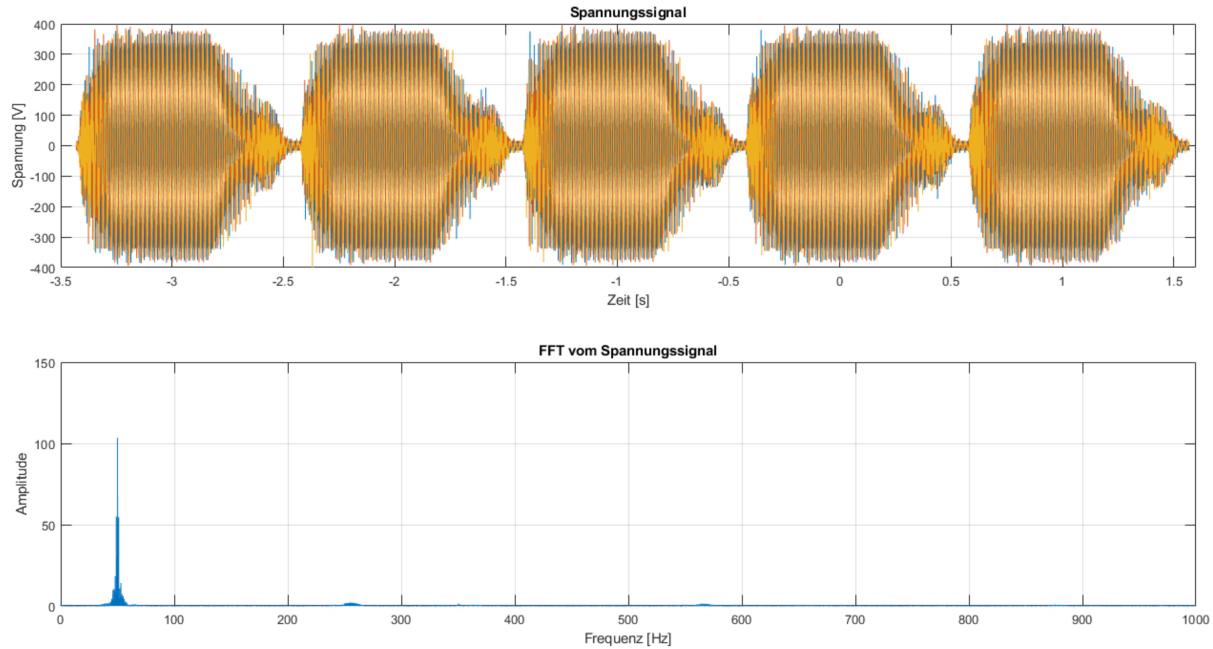
Schwingungspaket 50%

Abbildung 5.9: Messung mit Schwingungspaket 50%

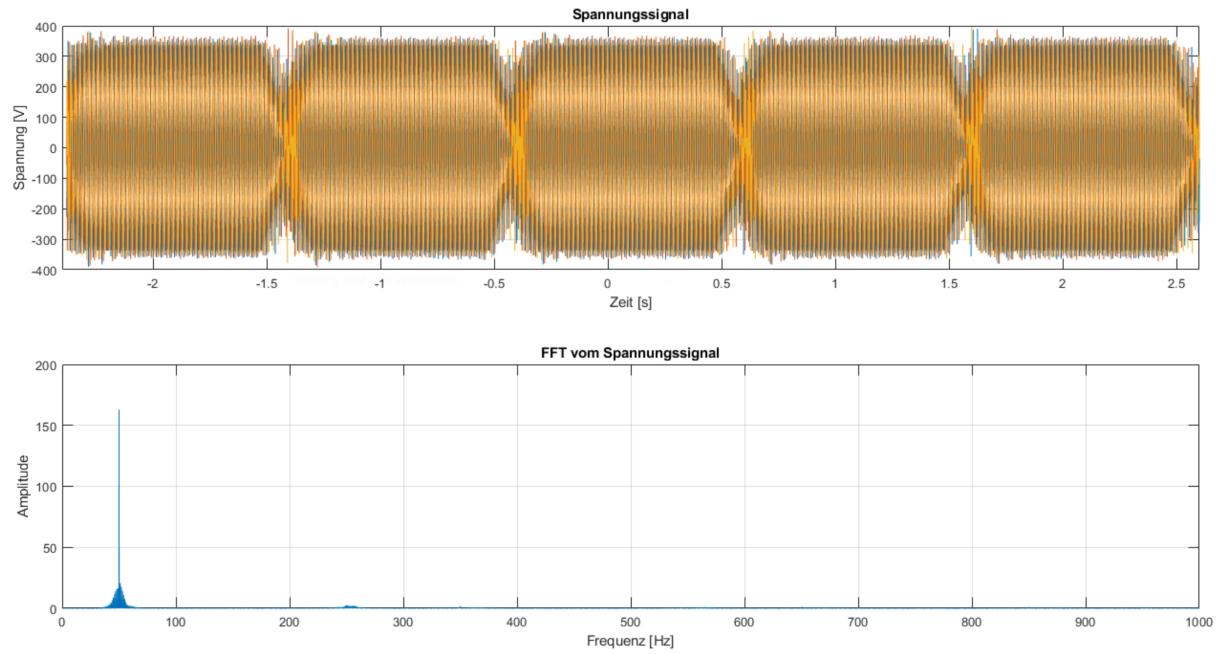
Schwingungspaket 80%

Abbildung 5.10: Messung mit Schwingungspaket 80%

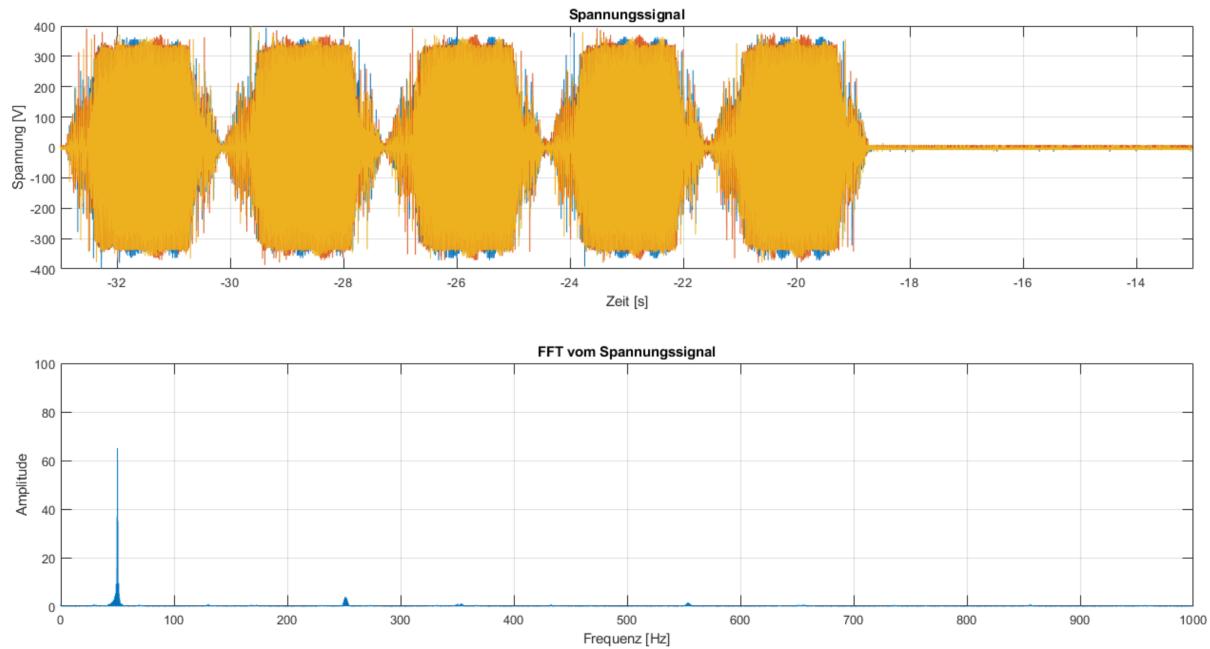
Sanft-Anlasser

Abbildung 5.11: Messung mit Sanft Anlasser

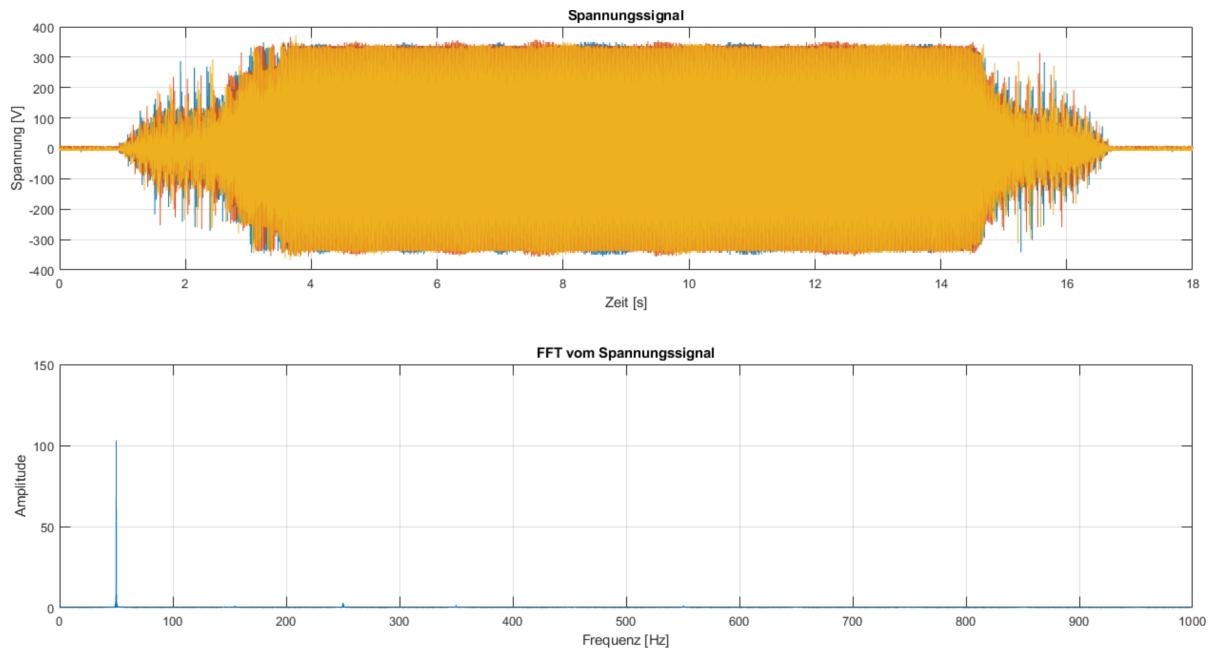
Sanft-Anlasser Langsam

Abbildung 5.12: Messung mit Sanft-Anlasser langsam

5.2 Messungen Ströme

Um die Messungen mit den Normen vergleichen zu können, wurden die Ströme bei den verschiedenen Ansteuerungsarten gemessen. Da aber durch den Widerstand keine 16 A Effektivstrom durchgelassen werden können, da der Widerstand bei 150Ω nur bis zu 2.4 A verträgt, mussten die gemessenen Werte auf 16 A hochgerechnet werden. Von den berechneten Werten kann das FFT mit Matlab gemacht werden und die Amplituden mit den Normen verglichen werden. Dazu wurden die Werte des FFTs in eine Tabelle aufgetragen.

5.2.1 Messungen Widerstand

Phasenanschnitt 60°

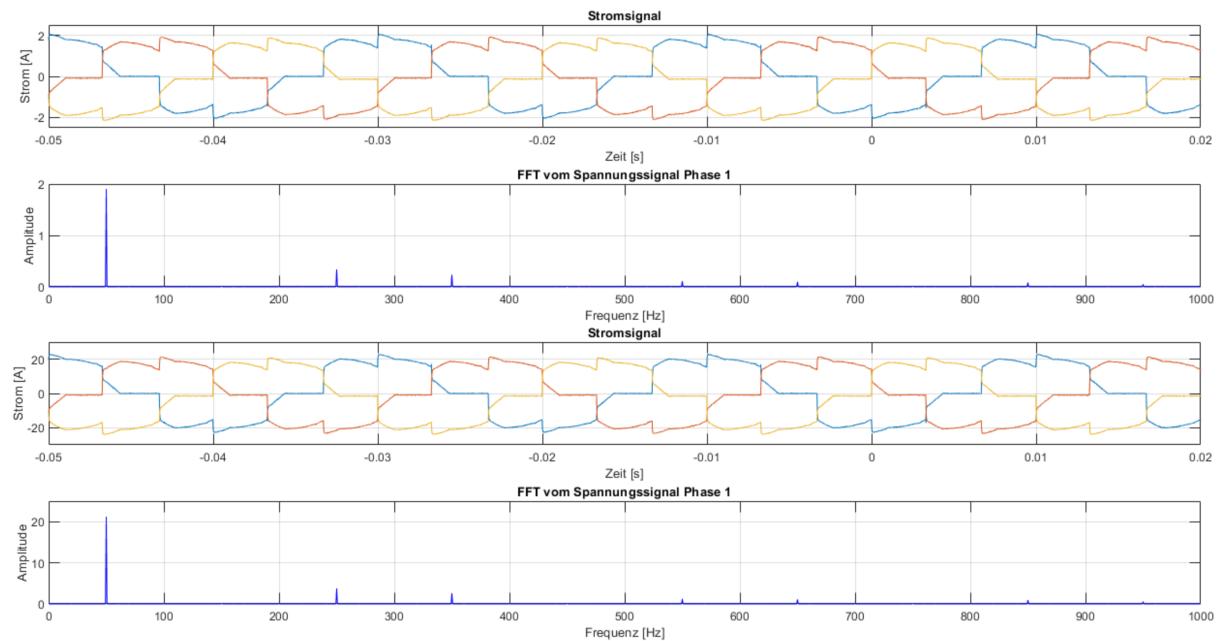
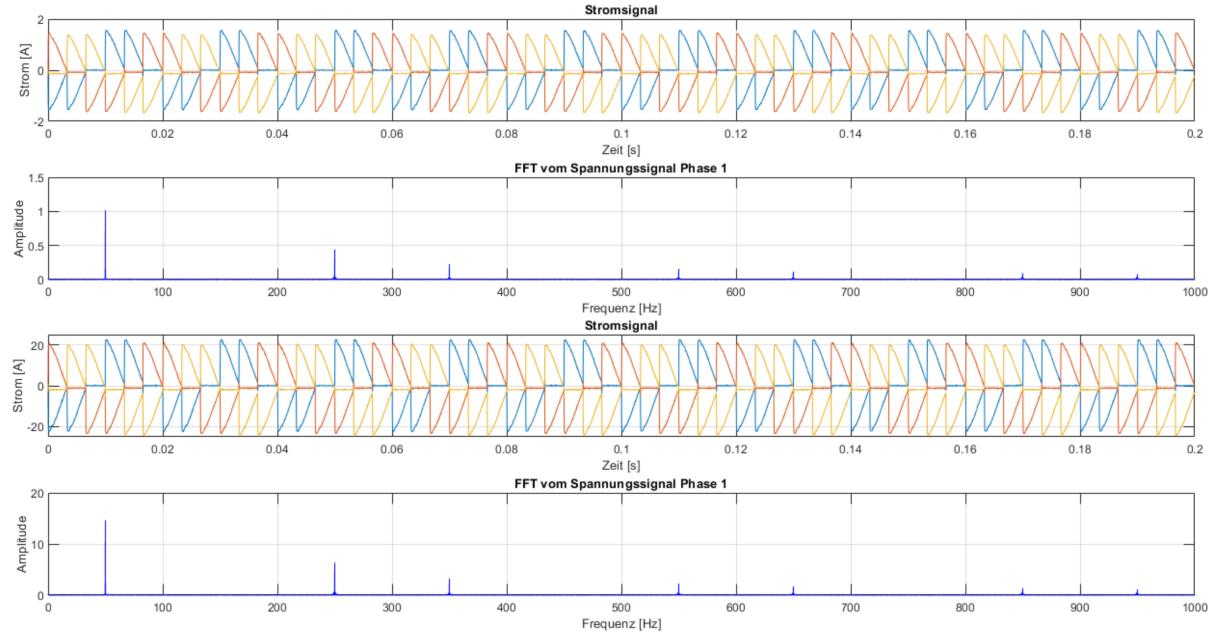


Abbildung 5.13: Messung mit Phasenanschnitt 60°

Oberschwingungsordnung	Amplitude
1	21.1996
5	3.7851
7	2.6127
11	1.2267
13	1.0988
17	0.9366
19	0.7342

Tabelle 5.1: Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 60°

Phasenanschnitt 90°**Abbildung 5.14:** Phasenanschnitt 90°

Oberschwingungsordnung	Amplitude [A]
1	14.6470
5	6.3481
7	3.2571
11	2.2730
13	1.6960
17	1.3474
19	1.1247

Tabelle 5.2: Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90°

Wenn die Werte mit der Werte der Tabelle 2.2 verglichen werden, ist ersichtlich, dass die Amplituden bei der Oberschwingungsordnung 5 bis 19 zu hoch sind. So kann gesagt werden, dass sich der Phasenanschnitt mit 90° nicht eignet um Widerstände anzusteuern, da diese nicht den Normen entsprechen. Auf der Abbildung 5.14 ist ersichtlich, dass bei den Oberschwingungsordnungen 3, 9 und 15 die Amplitude 0 ist, deswegen wurde diese nicht in der Tabelle 5.1 aufgeführt.

Sanft-Anlasser

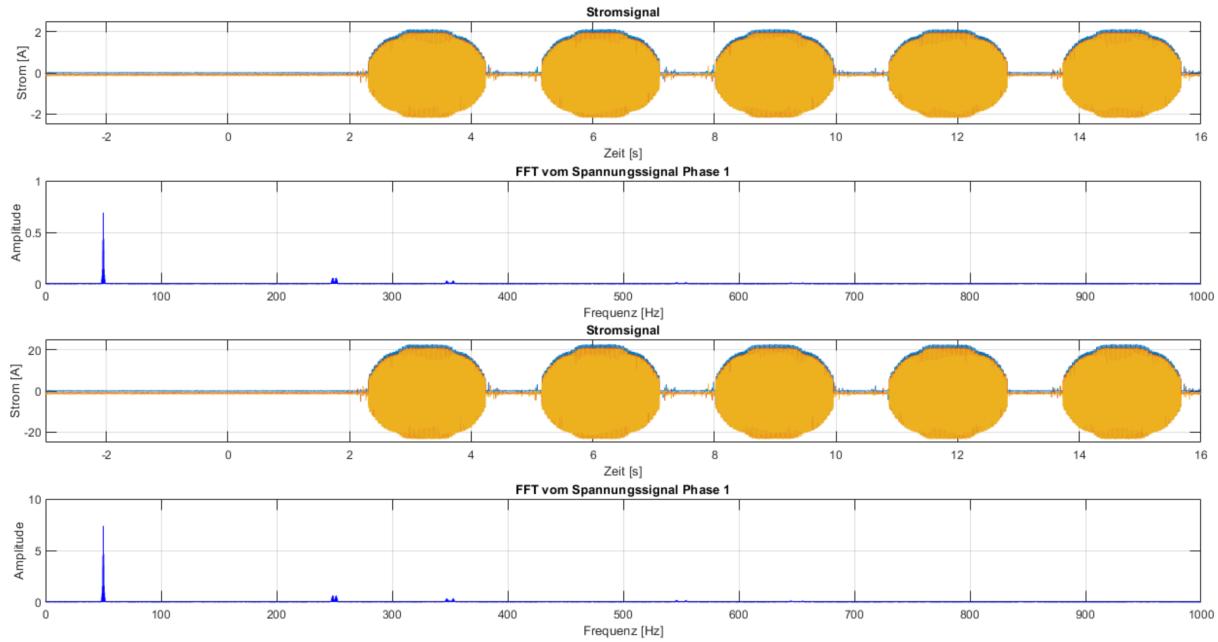


Abbildung 5.15: Messung mit Sanft-Anlasser

Da beim Sanft-Anlasser ab der fünften Harmonischen die Amplitude unter 0.3 A sind, wurde bei dieser Messung auf eine Tabelle mit den Oberschwingungen verzichtet. Jedoch sind bei dieser Messung die Sub- und Zwischenharmonische sehr interessant.

Frequenz [Hz]	Amplitude [A]
49.3	1.5146
49.6	4.4853
49.7	2.618
50	7.3857
50.05	3.73
50.35	4.662
50.7	1.5504
248.65	0.6226
250	0.0883
251.45	0.6

Tabelle 5.3: Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90°

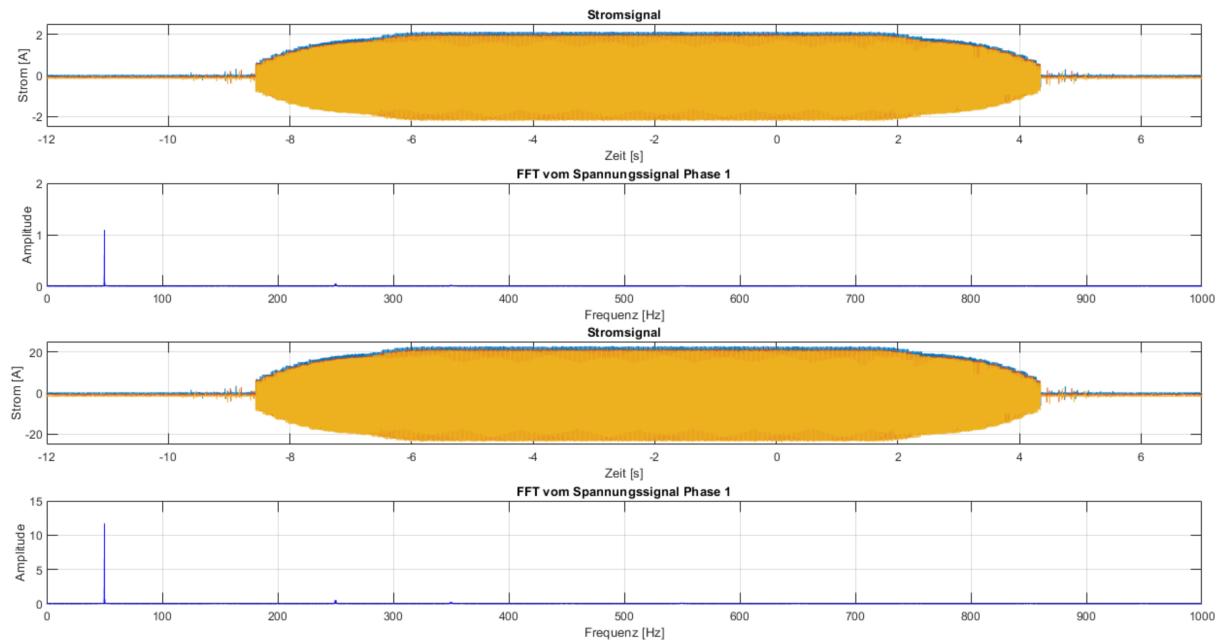
Sanft-Anlasser langsam

Abbildung 5.16: Messung mit Sanft-Anlasser langsam

5.2.2 Messungen ASM

Phasenanschnitt 60°

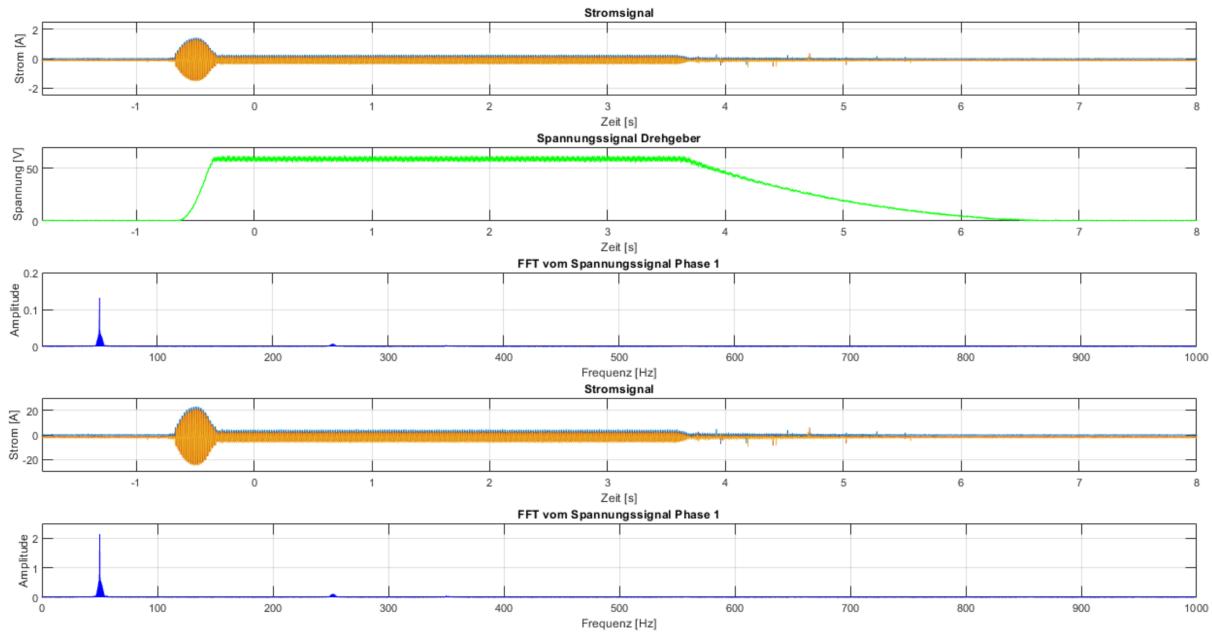
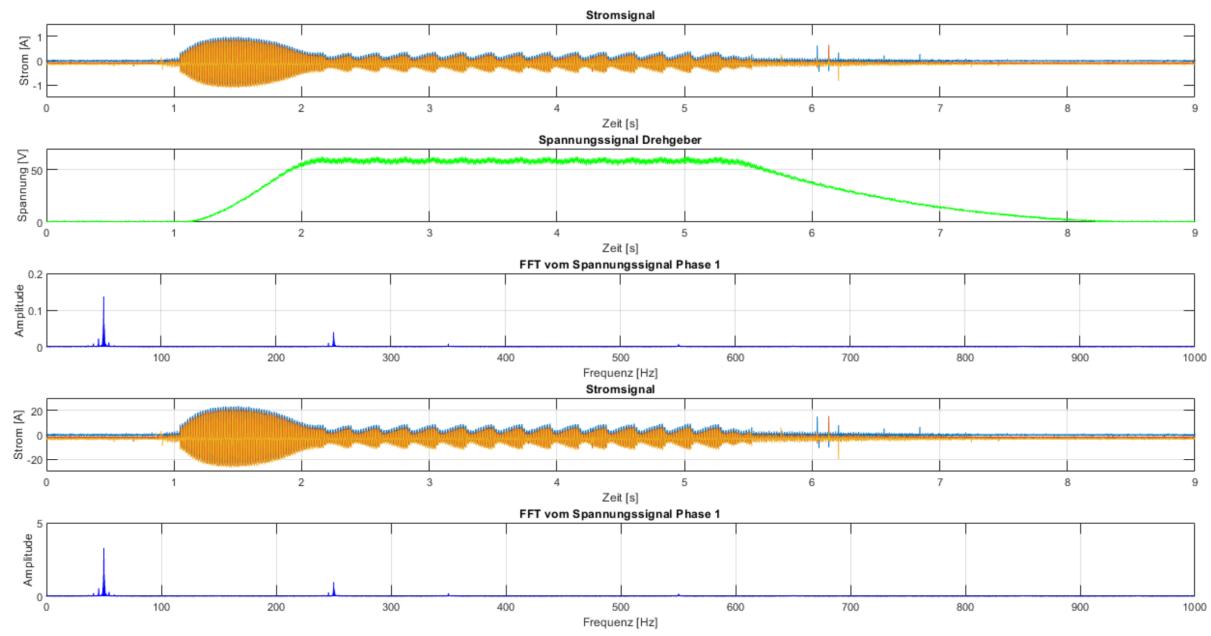


Abbildung 5.17: Messung mit Phasenanschnitt 60°

Phasenanschnitt 90°**Abbildung 5.18:** Messung mit Phasenanschnitt 90°

Sanft-Anlasser langsam

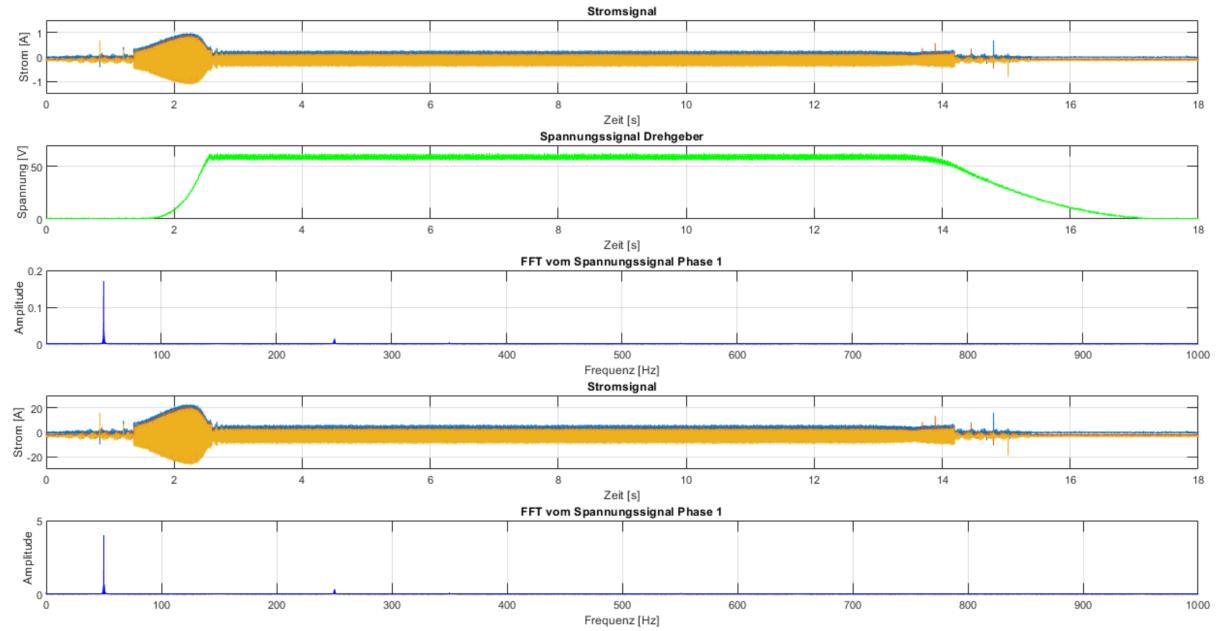


Abbildung 5.19: Messung mit Sanft-Anlasser langsam

6 Validierung

In diesem Kapitel wird aufgezeigt, welche Schritte gemacht wurden um sicherzustellen, dass das fertige Produkt auch funktioniert.

7 Schlusswort

Hier könnte Ihre Werbung stehen.

Ehrlichkeitserklärung

Wir erklären eidesstattlich, dass wir die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen nicht benutzt und die benutzten Quellen entnommenen Stellen als solche gekennzeichnet haben. Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Nando Spiegel

Bastian van Dijke

Windisch, am 18.01.2019

Literatur

- [1] Alexander Kamenka. (2019). OBERSCHWINGUNGEN KAPITEL 1: OBERSCHWINGUNGEN – DIE GRUNDLAGEN, Adresse: <https://www.ihks-fachjournal.de/sechs-themen-um-overschwingungen-und-netzqualitaet-in-stromversorgungsnetzen/> (besucht am 4. Mai 2019).
- [2] C Beneduce, *Analysis 3, Vorlesungsscript Teil 3*, 6. Mai 2019.
- [3] Dr. Rüdiger Paschotta. (2018). Phasenanschnittsteuerung, Adresse: <https://www.energie-lexikon.info/phasenanschnittsteuerung.html> (besucht am 15. Apr. 2019).
- [4] WolfgangS. (2006). Schwingungspaketsteuerung, Adresse: <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Schwingungspaketsteuerung.png> (besucht am 15. Apr. 2019).
- [5] M. Meyer, *Leistungselektronik Einführung, Grundlagen, Überblick*. Springer Verlag, 1990.
- [6] Manish Bhardwaj. (2013). Software Phase Locked Loop Design Using C2000 Microcontrollers for Single Phase Grid Connected Inverter, Adresse: <http://www.ti.com/lit/an/sprabt3a/sprabt3a.pdf> (besucht am 1. Juli 2017).
- [7] M. Wassmer, *Funktionsmuster eines Dreiphasigen PFC Gleichrichters*, 5. Jan. 2018.
- [8] J. Lunze, *Regelungstechnik 1*. Springer Vieweg, 2014.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Grundschwingung mit 3. Ordnung [1]	4
2.2	Grundschwingung mit 11. Ordnung [1]	4
2.3	Sub- und Zwischenharmonische mit einer Grundfrequenz von 50 Hz	4
2.4	Addition der verschiedenen Oberwellen [2]	5
2.5	Phasenanschnitt mit einem Winkel von 135°[3]	7
2.6	Phasenanschnitt mit einem Winkel von 45°[3]	8
2.7	Schwingungspaketsteuerung 2/3 der Leistung [4]	8
2.8	Leistungsfaktor von Phasenanschnitt- und Schwingungspaketsteuerung	9
2.9	Prüfspannungsquelle mit der Bezugsimpedanz	15
3.1	Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60° (b) 90°	19
3.2	Amplituden- und Phasenspektrum (a) 60° (b) 90°	20
3.3	Rekonstruiertes Signal (a) 60° (b) 90°	20
3.4	FFT der Matlabfunktion mit einem Winkel von (a) 60° (b) 90°	21
3.5	Schwingungspaket mit einem duty cycle von (a) 0.5 (b) 0.8	21
3.6	Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8	22
3.7	Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8	22
3.8	Sanftes Hoch- und Runterfahren der Leistung	23
3.9	Hartes Hoch- und Runterfahren der Leistung	24
3.10	Eingangssignal mit Phasenanschnitt (a) 60°(b) 90°	25
3.11	Amplitudenspektrum (a) 60°(b) 90°	25

3.12 Schwingungspaket mit einem duty cycle (a) 0.5 (b) 0.8	26
3.13 Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.5 von (a) 0 - 100 Hz (b) 0 - 1000 Hz	26
3.14 Amplitudenspektrum mit einem duty cycle 0.8 von (a) 0 Hz - 100 Hz (b) 0 Hz - 1000 Hz	27
3.15 Lineares absolutes Spektrum mit einem Duty Cycle von (a) 0.5 (b) 0.8	27
3.16 Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel 90°	28
3.17 dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 60°(a) Signal (b) FFT	29
3.18 dreiphasige Phasenanschnittsteuerung mit 90°(a) Signal (b) FFT	29
3.19 dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.5 (a) Signal (b) FFT	30
3.20 dreiphasige Schwingungspaketsteuerung mit Duty Cycle 0.8 (a) Signal (b) FFT	30
3.21 Einphasiges Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt eines Paketes	31
3.22 FTT des einphasigen Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 40 Hz - 170 Hz	31
3.23 Dreiphasiges Sanft-Anlassen mit einem duty cycle von 0.5 (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt	32
3.24 FTT des dreiphasigen Hoch- und Runterfahren mit einem Duty Cycle von 0.5 (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz - 300 Hz	32
3.25 Zweiphasige Ansteuerung mit Last in Stern (a) Eingangssignal (b) Ausschnitt	33
3.26 FTT der zweiphasigen Ansteuerung (a) 0 - 2000 Hz (b) Ausschnitt 0 Hz -280 Hz	34
4.1 Schema Verstärkerschaltung	36
4.2 Werte der Bauteile	36
4.3 Schema Messaufbau	36
4.4 Blockdiagramm eines digitalen PI-Reglers	39
5.1 Messung mit Phasenanschnitt 60°	40
5.2 Messung mit Phasenanschnitt 90°	41
5.3 Messung mit Schwingungspaket 50%	42
5.4 Messung mit Schwingungspaket 80%	43
5.5 Messung mit Sanft-Anlasser	44
5.6 Messung mit Sanft-Anlasser langsam	45
5.7 Messung mit Phasenanschnitt 60°	46
5.8 Messung mit Phasenanschnitt 90°	47
5.9 Messung mit Schwingungspaket 50%	48
5.10 Messung mit Schwingungspaket 80%	49
5.11 Messung mit Sanft Anlasser	50
5.12 Messung mit Sanft-Anlasser langsam	51

5.13	Messung mit Phasenanschnitt 60°	52
5.14	Phasenanschnitt 90°	53
5.15	Messung mit Sanft-Anlasser	54
5.16	Messung mit Sanft-Anlasser langsam	55
5.17	Messung mit Phasenanschnitt 60°	56
5.18	Messung mit Phasenanschnitt 90°	57
5.19	Messung mit Sanft-Anlasser langsam	58
B.1	Phasenanschnittsteuerung mit 30° (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	68
B.2	Phasenanschnittsteuerung mit 45° (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	68
B.3	Phasenanschnittsteuerung mit 120° (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	68
B.4	Schwingungspaket mit duty cycle 0.2 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	69
B.5	Schwingungspaket mit duty cycle 0.4 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	69
B.6	Phasenanschnitt mit 30° simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	69
B.7	Phasenanschnitt mit 45° simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	70
B.8	Phasenanschnitt mit 120° simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum	70
B.9	Schwingungspaketsteuerung mit duty cycle 0.2 simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum	70
B.10	Schwingungspaketsteuerung mit duty cycle 0.4 simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum	71
B.11	Vergleich der Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel von 90°	71
B.12	Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.5	71
B.13	Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.8	72
B.14	Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.8	72
B.15	Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.8	72

Tabellenverzeichnis

2.1	Oberschwingungsfrequenzen	3
2.2	Grenzwerte für Geräte der Klasse A	14
2.3	Beobachtungsdauer für die Prüfung	14

2.4 Kompatibilitätsstufen für einzelne Oberschwingungsspannungen im Niederspannungsnetz	17
2.5 Erforderlichen Werte der Subharmonischen Spannungen	18
5.1 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 60°	52
5.2 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90°	53
5.3 Amplitudenwerte bei den harmonischen Oberschwingungen bei Phasenanschnitt 90°	54

A Matlab-Berechnungen

A.1 Leistungsfaktor

```
1 %Leistungsfaktor
2 %Phasenanschnitt
3 clc, clear all, close all hidden
4 alpha= linspace(0, 180, 180);
5 alphas= deg2rad(alpha);
6 ProzentAlpha= alphas/(pi)*100;
7
8 lambda_prov= sqrt(1-alphas/pi+1/(2*pi)*sin(2*alphas));
9 lambda_p= real(lambda_prov);
10 VP = 1-alphas/pi+1/(2*pi)*sin(2*alphas);
11 hold on
12 subplot(1,2,1)
13 plot(lambda_p)
14 axis([0 180 0 1])
15 grid on
16
17 title('Phasenanschnitt')
18 xlabel('Zuendwinkel in Grad')
19 ylabel('Leistungsfaktor')
20
21 % Schwingungspaketsteuerung
22 a= linspace(0.001, 1, 100);
23
24 lambda_s= sqrt(a);
25 subplot(1,2,2)
26 plot(lambda_s)
27 grid on
28 %axis([0 1 0 1])
29 title('Schwingungspaket')
30 xlabel('Einschaltzeitverhaeltnis [%]')
31 ylabel('Leistungsfaktor')
```

A.2 Arduino-Programm

```

1 const int Switch_PO = 3;           // Output fuer den EIN- und
                                   AUSSCHALTER
2 const int Controll_P = 2;         // Output fuer Steuersignal
3 const int Switch_PI = 5;          // Input fuer den EIN- und AUSSCHALTER
4 int buttonState = 0;              // Zustand Schalter auf 0
5 int anzahl_Schwingungspakete = 5; // Anzahl Schwingungspakete
6
7 void setup() {
8 pinMode (Switch_PO, OUTPUT);      // Schalter auf Output
9 pinMode (Controll_P, OUTPUT);      // PWM auf Output
10 pinMode (Switch_PI, INPUT_PULLUP); // Schalter Eingang
11 }
12
13 void loop() {
14 buttonState =! digitalRead(Switch_PI); // Da Pullup wird das
                                         Signal negiert
15 if(buttonState == HIGH){           // if-Schleife falls Zustand
                                         Schalter auf EIN
16 for(int z=0; z<10; z++){        // for-Schleife fuer
                                         Schwingungspaketsteuerung
17 if(z<anzahl_Schwingungspakete){ // Anzahl
                                         Schwingungen EIN
18 for(int i=0; i<255; i++){       // Hochfahren mit PWM
19 analogWrite(Controll_P, i);    // Die Variable wird auf den
                                         Steuersignalausgang geschrieben
20 delay(5); // Kurze Zeitverzoegerung da sonst das PWM zu schnell fuer
               ein Multimeter hochfaehrt
21 }
22 delay(200); // Warten waehrend volle Leistung
23 for(int i=255; i>0; i--){       // Runterfahren mit PWM
24 analogWrite(Controll_P, i);    // Die Variable wird auf
                                         den Steuersignalausgang geschrieben
25 delay(5); // Kurze Zeitverzoegerung da sonst das PWM zu schnell fuer
               ein Multimeter runterfaehrt
26 }
27 delay(100); // Warten waehrend keiner Leistung
28 }else{
29 digitalWrite(Controll_P, LOW); // Ausschalten fuer Schwingungspakete
                                         keine Leistung
30 delay((10-anzahl_Schwingungspakete)*480); // Verzoegerung bis
                                         wieder eingeschaltet werden soll
31     }
32 }
33 }
34 }
```

B Vergleich der Resultate von Plecs und Matlab

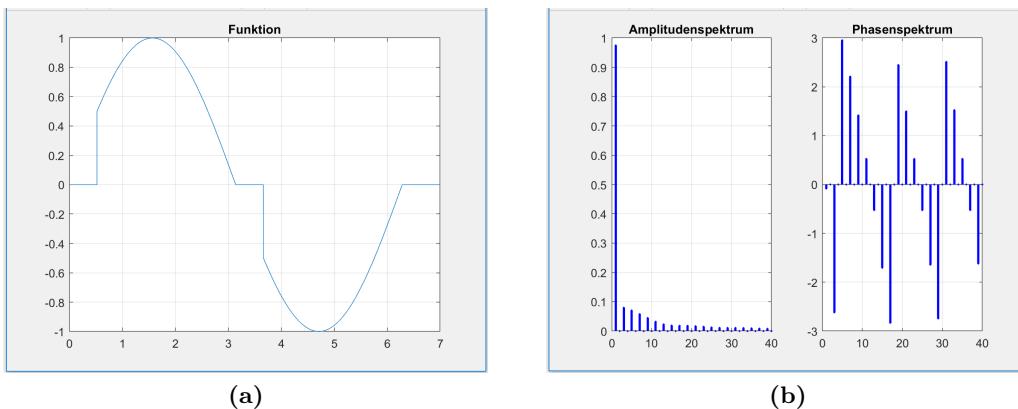


Abbildung B.1: Phasenanschnittsteuerung mit 30° (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

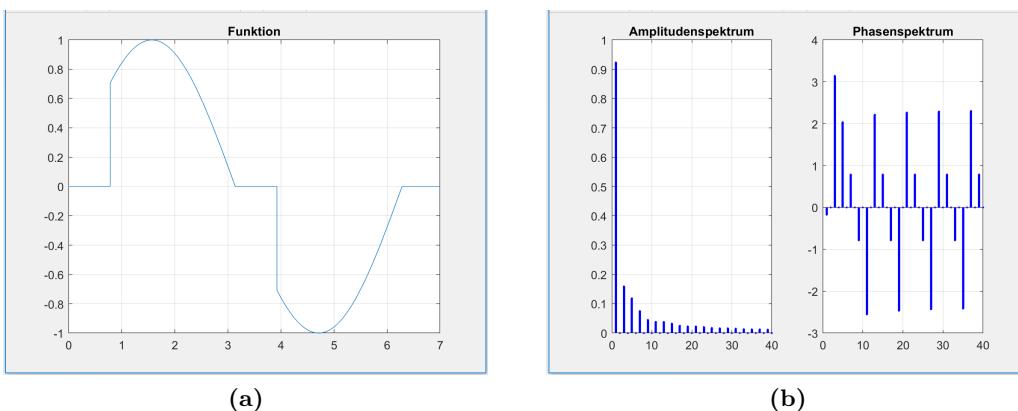


Abbildung B.2: Phasenanschnittsteuerung mit 45° (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

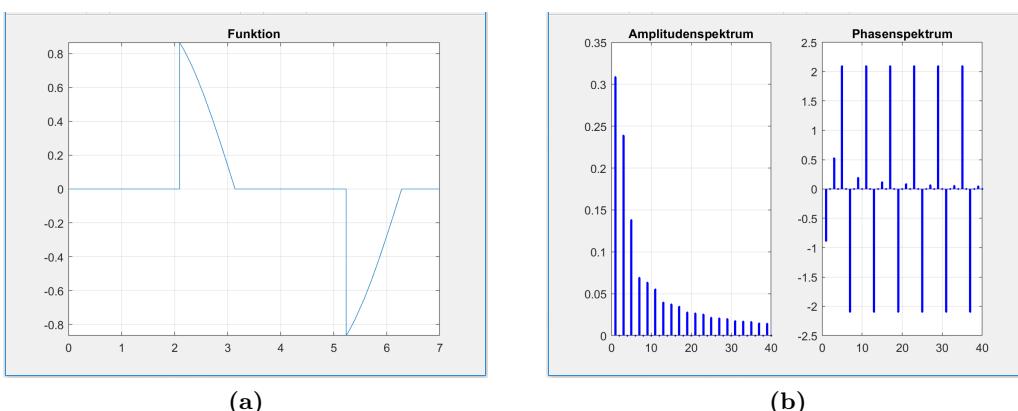


Abbildung B.3: Phasenanschnittsteuerung mit 120° (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

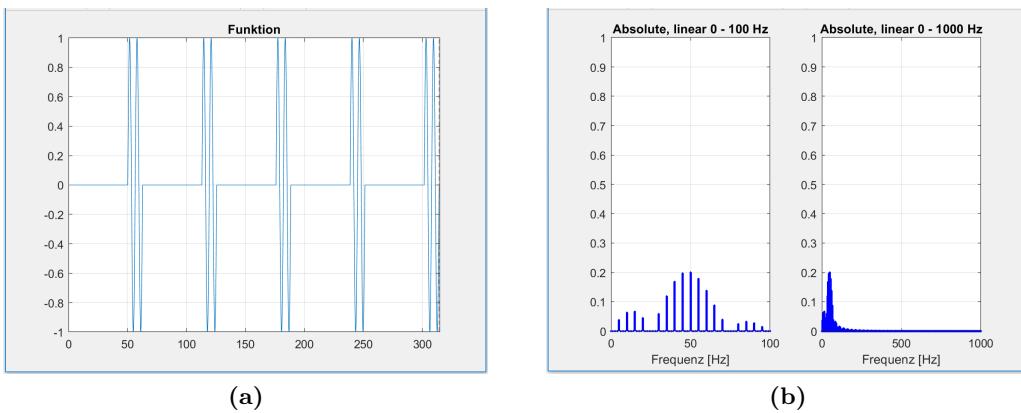


Abbildung B.4: Schwingungspaket mit duty cycle 0.2 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

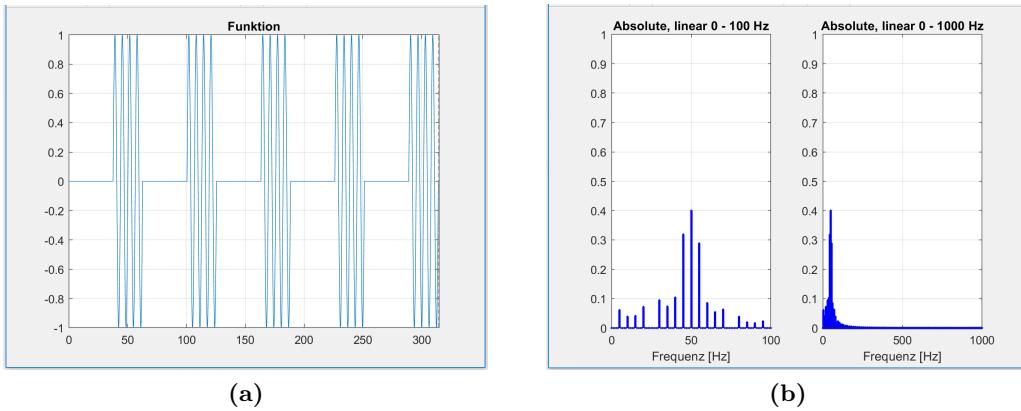


Abbildung B.5: Schwingungspaket mit duty cycle 0.4 (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

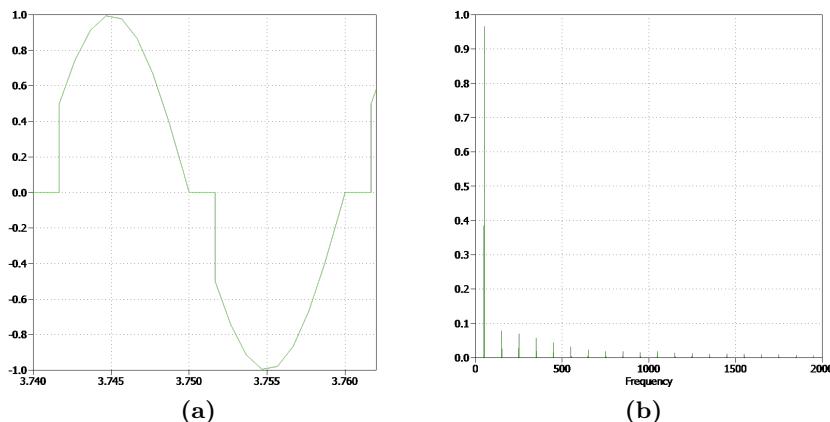


Abbildung B.6: Phasenanschnitt mit 30°simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

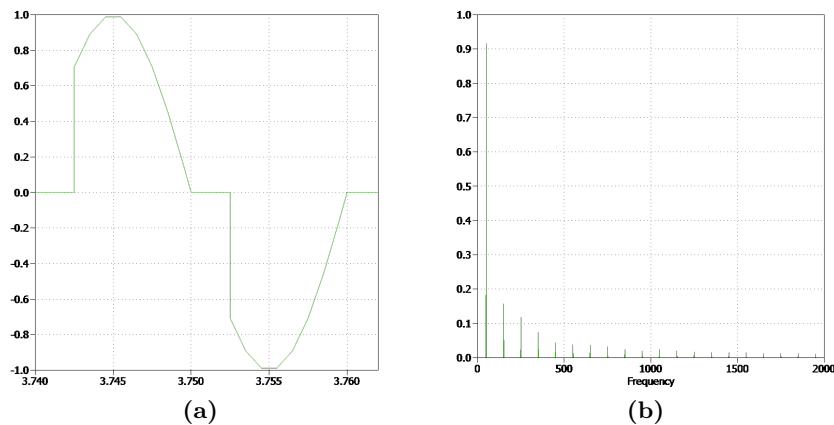


Abbildung B.7: Phasenanschnitt mit 45° simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

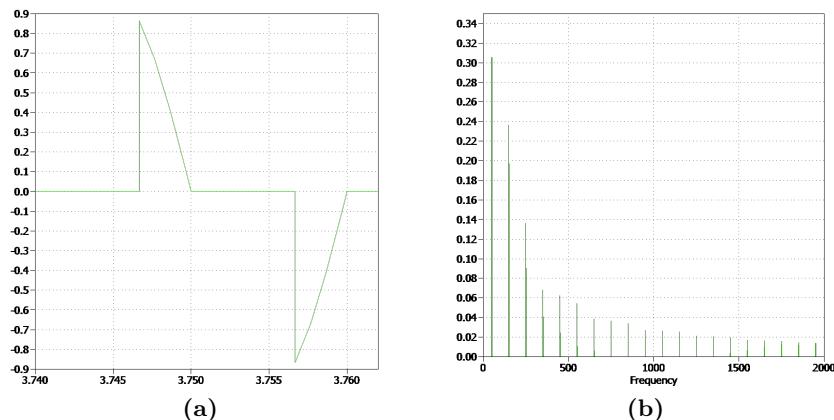


Abbildung B.8: Phasenanschnitt mit 120° simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplituden- und Phasenspektrum

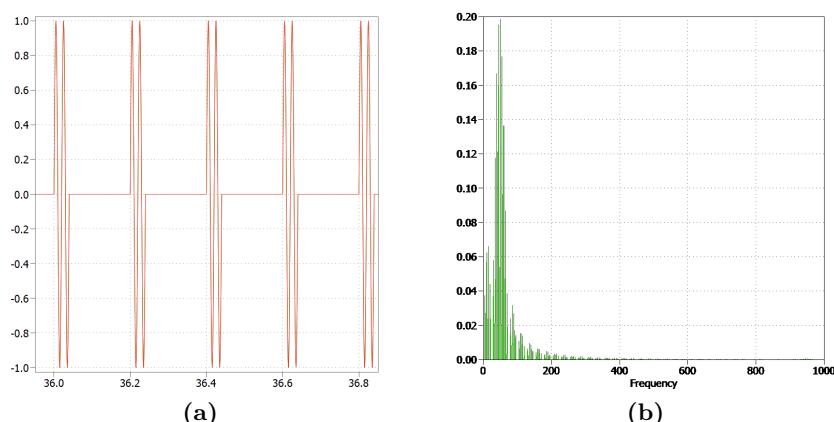


Abbildung B.9: Schwingungspaketsteuerung mit duty cycle 0.2 simulierte mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum

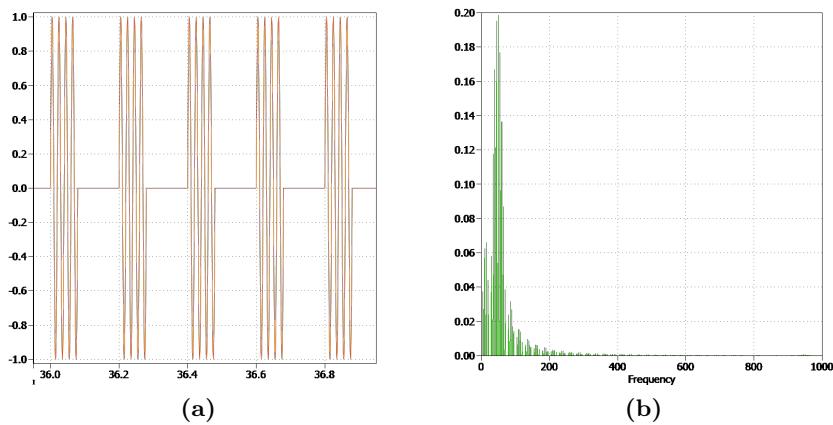


Abbildung B.10: Schwingungspaketsteuerung mit duty cycle 0.4 simuliert mit Plecs (a) Eingangssignal (b) Amplitudenspektrum

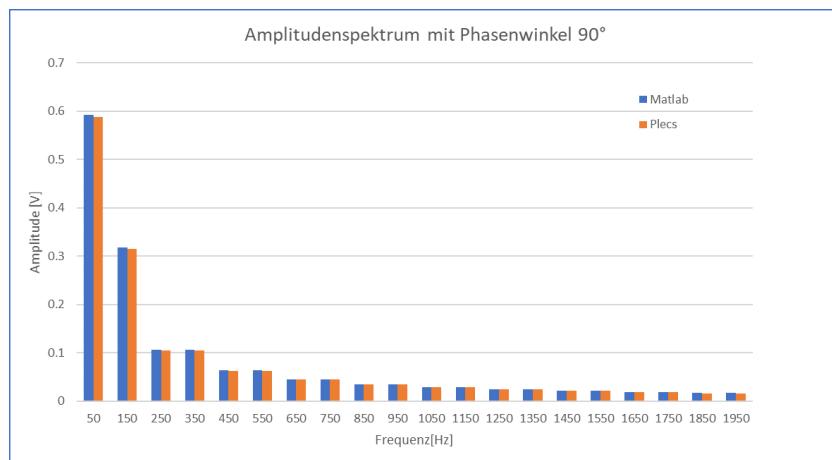


Abbildung B.11: Vergleich der Amplitudenspektrum mit Phasenwinkel von 90°

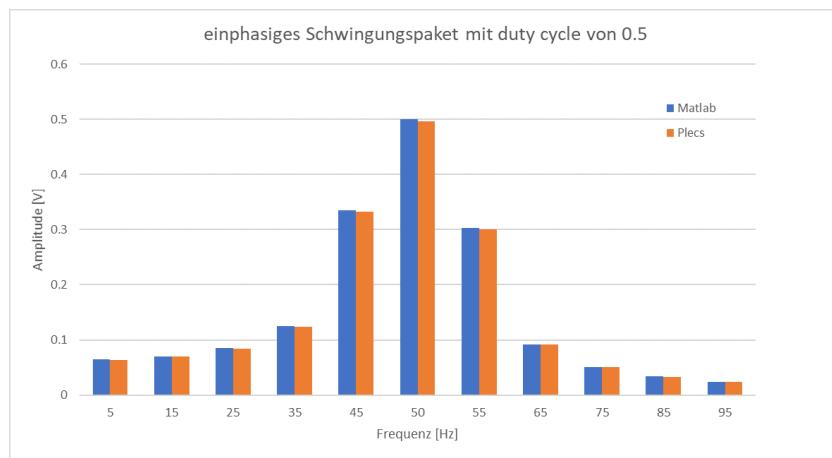


Abbildung B.12: Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.5

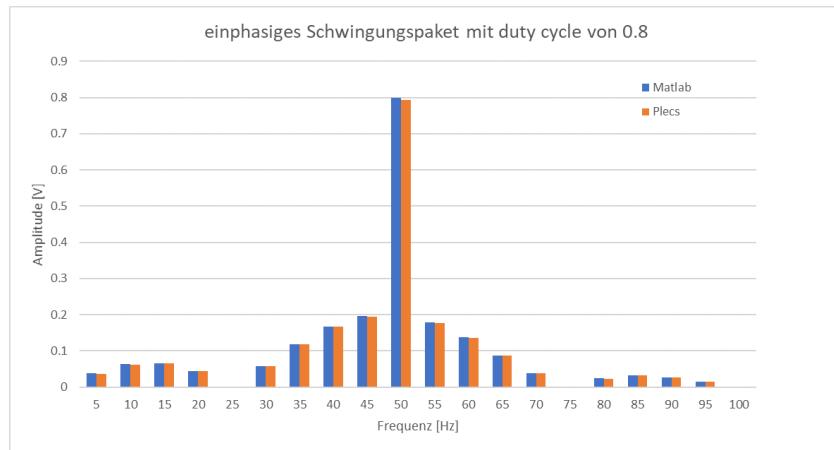


Abbildung B.13: Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.8

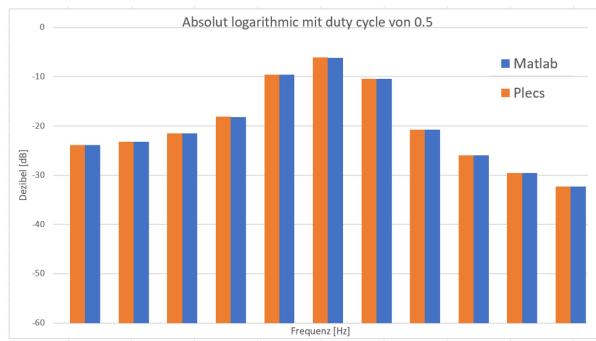


Abbildung B.14: Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.8

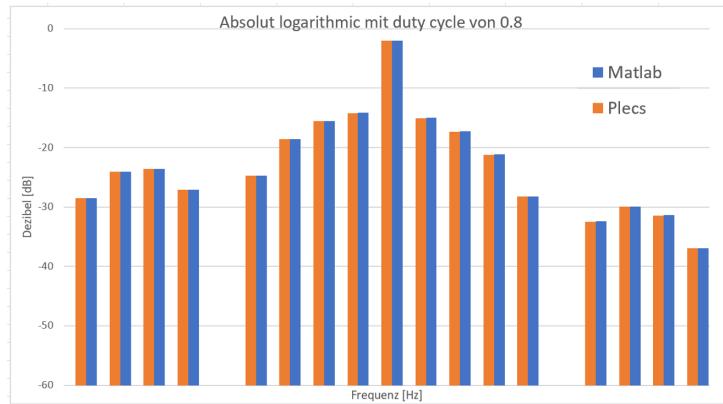


Abbildung B.15: Vergleich des Schwingungspaket mit duty cycle von 0.8